



Titre: Dissimulation électromagnétique d'une membrure d'antenne par un
Title: réseau de lignes de transmission

Auteur: Francis Siaka
Author:

Date: 2010

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Siaka, F. (2010). Dissimulation électromagnétique d'une membrure d'antenne par
Citation: un réseau de lignes de transmission [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique
de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/277/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/277/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** Jean-Jacques Laurin
Advisors:

Programme: Génie électrique
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

**DISSIMULATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE D'UNE MEMBRURE
D'ANTENNE PAR UN RÉSEAU DE LIGNES DE TRANSMISSION**

FRANCIS SIAKA
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

AVRIL 2010

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

DISSIMULATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE D'UNE MEMBRURE D'ANTENNE PAR UN
RÉSEAU DE LIGNES DE TRANSMISSION

Présenté par : SIKA Francis

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. CALOZ Christophe, Ph.D., président

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. WU Ke, Ph.D., membre

REMERCIEMENTS

En premier lieu, j'aimerais remercier M. Jean-Jacques Laurin, mon directeur de recherche, pour m'avoir permis de pouvoir travailler sous sa supervision. Durant mes travaux, ses précieux conseils, sa disponibilité, sa grande patience et son respect envers moi ont été fortement appréciés.

J'aimerais également remercier messieurs Yves Demers et Mathieu Riel de la compagnie MDA et aussi M. Sadegh Farzaneh pour avoir contribué à l'évolution de ce projet de recherche durant tout son déroulement.

Je porte également mes remerciements à l'équipe de techniciens du centre de recherche de Poly-Grames. Je remercie en particulier Steve Dubé et Traian Antonescu qui ont su bien me conseiller et me diriger lors de la fabrication des circuits nécessaires pour ce projet. Je remercie également Jean-Sébastien Décarie pour son support rapide et impeccable en informatique.

Mes remerciements vont aussi à mes confrères étudiants du Centre Poly-Grames pour leur aide et l'ambiance de travail joyeuse qu'ils ont su créer durant ma maîtrise.

Je remercie les secrétaires Ginette Desparois et Nathalie Lévesque qui ont été indispensables dans mon cheminement.

Finalement, je tiens à remercier ma famille et mes amis qui m'encouragent depuis toujours et surtout mon père qui a su m'appuyer durant toutes les difficultés que j'ai pu rencontrer dans mon programme de maîtrise.

RÉSUMÉ

Dans le monde des télécommunications terrestres ou spatiales, les antennes sont présentes dans toutes les applications. Parmi les antennes les plus utilisées, on compte les antennes paraboliques que l'on peut voir sur les toits de certains bâtiments et qui se trouvent aussi dans l'espace. Ces antennes, constituées d'un réflecteur parabolique sont généralement alimentées par des sources primaires telles que des antennes de type cornet, ou des sous-réflecteurs. Ces éléments sont maintenus devant le réflecteur principal à l'aide de supports ou membrures (« strut » en anglais) qui se situent dans le champ de rayonnement, et ils contribuent donc à une perte de signal. Pour remédier à ce problème, différentes solutions ont été proposées durant ces dernières années. Malheureusement, la plupart de ces solutions sont souvent complexes à réaliser et elles fournissent des résultats assez limités en largeur de bande. Dans ce projet, nous explorons une nouvelle façon de concevoir une membrure d'antenne en y insérant un réseau de ligne de transmissions (RLT).

Insérer un RLT dans un objet est une technique très intéressante pour masquer un objet des ondes électromagnétiques. Lorsqu'une onde électromagnétique arrive sur un objet (une membrure d'antenne par exemple) traversé par un RLT, elle est guidée à travers l'objet par les lignes de transmission comme si celui-ci était invisible. Cette technique de masque électromagnétique (ME) a été étudiée en [15] sur un objet quelconque et les résultats obtenus sont très intéressants pour l'appliquer sur une membrure d'antenne. Le RLT en question est constitué de paires de rubans métalliques très minces qui passent à travers et non autour de l'objet. L'objet à masquer doit donc être au préalable construit de façon à pouvoir y insérer les lignes de transmission.

L'objectif principal de ce projet est de diminuer les pertes de signal causées par les membrures d'antenne en y insérant un RLT. Pour atteindre cet objectif, il faut tout d'abord bien comprendre le concept de ME avec un RLT. Pour ce faire, nous avons reproduit les travaux de simulation qui ont été effectués en [15] à l'aide du logiciel HFSS® (High Frequency Structure Simulator) d'Ansoft.

Après une légère modification du RLT utilisé en [15] pour une application du principe sur une membrure d'antenne, plusieurs simulations ont été effectuées et nous avons noté les différents résultats (coefficient de réflexion, de transmission, RCS en transmission et en réflexion). Pour commencer, nous avons simulé une cellule de membrure d'antenne dans laquelle nous avons inséré un RLT, celle-ci pouvant être considérée un élément d'un réseau périodique infini de cellules. Les résultats étant satisfaisants, nous avons poursuivi avec un nombre fini de cellules représentant une membrure d'antenne de forme parallélépipédique traversée par un RLT. Ces simulations nous ont également démontré que le RLT a un effet très bénéfique sur la transmission du signal à travers la membrure. Nous avons aussi étudié l'effet du RLT sur une membrure d'antenne en forme de losange pour fin de comparaison car c'est une forme qui est souvent utilisée pour la conception de membrure d'antenne. Nous avons pu constater que le RLT a de meilleurs résultats sur la membrure parallélépipédique. Toujours pour fin de comparaison, nous avons simulé une membrure d'antenne parallélépipédique traversé par un RLT et ayant deux plaques de diélectriques collées sur le côté afin de constituer une « surfaces dure ». Le ME ainsi formé est un jumelage de deux techniques de ME (ME avec un RLT et ME avec surfaces dures). Les résultats obtenus sont meilleurs que ceux de la membrure parallélépipédique avec un RLT mais dans une plage de fréquences très limitée. Pour valider l'effet du RLT sur ce qui se trouve d'habitude dans les antennes réelles, nous avons simulé une membrure creuse traversée par un RLT. Les résultats obtenus sont aussi satisfaisants que ceux de

la membrure en forme de parallélépipède mais on observe tout de même un phénomène de résonnance qui vient perturber les résultats à certaines fréquences.

Toutes les simulations citées plus haut ayant été faites dans des conditions où la membrure est illuminée avec une onde plane uniforme, il a été nécessaire, avant de valider nos résultats par expérimentation, de reprendre les simulations avec une source d'illumination similaire à celle utilisée en laboratoire, soit avec une antenne cornet. Les nouveaux résultats sont certes différents des précédents mais dans l'ensemble, on remarque que l'ajout du RLT améliore de façon indéniable la transmission du signal à travers la membrure. C'est aussi ce que nous avons pu constater lors de mesures prises en laboratoire sur des prototypes de membrure d'antennes traversées par des lignes de transmission.

Ainsi, nous avons donc pu démontrer que l'insertion d'un RLT dans une membrure d'antenne pouvait considérablement améliorer la transmission du signal à travers cette dernière. Cette démonstration a été faite grâce à plusieurs simulations qui ont été confirmées expérimentalement. Cette réalisation met en évidence une application potentielle importante du ME dans la conception des membrures d'antenne.

ABSTRACT

In the world of ground and spatial telecommunications, antennas are present in all applications. One of the most used antennas is the parabolic dish that can be seen on the roofs of some buildings and also on spacecrafts. Those antennas, constituted by a parabolic reflector are generally fed by primary sources such as horn antennas, or sub-reflectors. Those elements are maintained in front of the main reflector by struts which are placed in the radiation field, and they thus contribute to signal loss due to scattering. To fix this problem, several solutions have been proposed during the last years. However, most of these solutions are often complex to realize and they provide limited results in terms of frequency bandwidth. In this project, we explore a new way to design a strut by inserting a Transmission Line Network (TLN).

Inserting a TLN appears as a very promising technique for cloaking an object from electromagnetic fields. When an electromagnetic wave impinges on an object (antenna strut for example) embedding a TLN, the wave is guided through the object by the transmission lines as if this one was invisible. This method of cloaking has been studied in [15] on an object of arbitrary shape and the results presented suggests that TLNs have potential for cloaking an antenna strut. The TLN is constituted of very thin microstrip lines that pass through the object and not around it. The object to cloak should however be built with the capability of embedding the TLN.

The principal objective in this project is to decrease the loss of signal caused by the antenna struts by inserting a TLN. To reach this objective, we should first well understand the concept of cloaking using a TLN. In order to do so, we have reproduced the simulations done in [15] using the software HFSS® (High Frequency Structure Simulator) from Ansoft.

After some few modifications of the TLN used in [15] for an application in strut cloaking, several simulations have been done and different results (reflection coefficient, transmission coefficient, RCS in transmission and RCS in reflection) were noted. In the beginning, we simulated a unit cell which could be considered as an element of an infinite periodic network of cells. The results being encouraging, we continued with a finite number of cells representing an antenna strut of parallelepiped shape crossed by a RLT. These simulations also demonstrated that the TLN transmits the incident waves very efficiently through the strut. We also studied the effect of the TLN on a rhombus antenna strut for comparison since this shape is currently considered the state-of-the-art in uncloaked antenna struts. It was found that the TLN brings better improvements in the case of the parallelepiped strut. Always for comparison, we have simulated a parallelepiped antenna strut crossed by a TLN and with dielectric strips on its sides for implementing a hard surface. By doing this, we are combining two approaches for the first time, i.e. cloaking using a TLN and cloaking using hard surfaces. The results obtained are better than the results obtained with the parallelepiped strut using a TLN but over a very limited frequency band. To validate the performance of the TLN in a more realistic antenna scenario, we simulated a hollow strut crossed by a TLN. The results obtained are as satisfactory as those of the solid parallelepiped strut, but we observe a resonance phenomenon which perturbs the results at certain frequencies.

All the simulations mentioned above have been made in conditions where the strut is illuminated with a uniform plane wave, it was necessary, before validating our results by experimentation, to consider the case of source of illumination similar to that used in a real antenna and in laboratory experiments, which is with illumination from a horn antenna. These new results were certainly different from the precedent ones but we noticed that the addition of the TLN improved in an undeniable way the transmission of the incident wave through the strut. This is also what was noticed during measurements taken in laboratory on prototypes of antenna struts crossed by transmission lines.

In conclusion, we were thus able to demonstrate that the insertion of a TLN in an antenna strut could considerably improve the transmission of the signal through this last one. This demonstration has been done with several simulations which were experimentally confirmed. This realization brings to light an important potential application of the TLN cloak in the design of the antenna struts.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	III
RÉSUMÉ.....	IV
ABSTRACT	VII
TABLE DES MATIÈRES	X
LISTE DES FIGURES.....	XII
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	XVI
INTRODUCTION.....	1
0.1 <i>Problématique</i>	1
0.2 <i>Objectif du mémoire</i>	4
0.3 <i>Structure du mémoire</i>	4
CHAPITRE 1. INTRODUCTION AU PRINCIPE DE MASQUE	
ÉLECTROMAGNÉTIQUE	6
1.1 Revue de littérature sur le principe de ME.....	6
1.1.1 ME à l'aide de méta-matériaux	6
1.1.2 ME par réduction de diffusion	10
1.1.3 ME à l'aide de Surfaces dures (Hard surfaces)	10
1.1.4 ME avec un réseau de lignes de transmission (RLT).....	12
1.2 Sommaire du chapitre.....	14
CHAPITRE 2. ME AVEC RLT ADAPTÉ AUX MEMBRURES	15
2.1 Simulation d'un ME avec un RLT [15]	15
2.1.1 Présentation du modèle de ME.....	15
2.1.2 Présentation des résultats du ME	20
2.2 Modification du modèle de [15] pour une application sur une membrure d'antenne	22
2.2.1 Cellule unique du modèle considérée comme infinie	24
2.2.2 Modèle fini de support d'antenne avec RLT.....	29
2.3 ME avec RLT sur d'autres types de support d'antenne	39

2.3.1	ME avec RLT sur un support d'antenne en forme de losange	39
2.3.2	ME avec RLT sur un support d'antenne avec surfaces dures	46
2.3.3	ME avec RLT sur un support d'antenne creux	52
2.4	Limites du ME.....	59
2.4.1	Limites en fréquence	60
2.4.2	Limites en angle d'incidence.....	61
2.4.3	Limites en polarisation	63
2.5	Sommaire du chapitre.....	65
CHAPITRE 3. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX		66
3.1	Système d'alimentation	66
3.2	Simulations des MEs dans les mêmes conditions qu'en laboratoire.....	70
3.2.1	ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne rectangulaire	70
3.2.2	ME à l'aide de RLT et surfaces dures sur une membrure d'antenne rectangulaire ...	74
3.2.3	ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne creuse.....	76
3.2.4	78
3.3	Résultats expérimentaux	79
3.3.1	ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne rectangulaire	79
3.3.2	ME à l'aide de RLT et surfaces dures sur une membrure d'antenne rectangulaire ...	83
3.3.3	ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne creuse.....	86
3.4	Sommaire du chapitre.....	89
CHAPITRE 4. CONCLUSION		90
4.1	Contributions.....	90
4.2	Travaux futurs	92
RÉFÉRENCES.....		94

LISTE DES FIGURES

Figure 0-1 Représentation d’une antenne parabolique avec sa membrure	(a)
Représentation schématique du problème de blocage de rayons (b) Modèle réel d’une antenne montrant les membrures supportant un sous-réflecteur.	2
Figure 1-1 Illustration du principe de ME à l’aide de méta-matériau	7
Figure 1-2 Cylindre entouré de méta-matériau	9
Figure 1-3 Géométrie de surfaces dures a) corrugations b) bandes chargées	11
Figure 1-4 Illustration du principe de ME avec un RLT	12
Figure 2-1 Représentation d’une membrure d’antenne et sa cellule périodique d’épaisseur h.	16
Figure 2-2 Représentation de la cellule périodique de la membrure et ses conditions frontières	17
Figure 2-3 Illustration du modèle de ME présenté dans [15] (les rectangles noirs représentent l’objet métallique à masquer) a) Vue de dessus b) Vue de côté	19
Figure 2-4 Résultats présentés en [15] du coefficient de réflexion et transmission pour (a) Objet métallique avec ME et (b) Objet métallique sans ME	21
Figure 2-5 RLT adapté pour masquer une membrure d’antenne (l’objet à masquer est représenté par les rectangles noirs)	23
Figure 2-6 Représentation d’une membrure d’antenne a) sans RLT b) avec RLT	24
Figure 2-7 Cellule unique du ME adapté à une membrure d’antenne a) Vue de face b) Vue de dessus	25
Figure 2-8 Représentation de la cellule unique considérée comme faisant partie d’un réseau infini	27
Figure 2-9 Coefficient de réflexion (S11) et coefficient de transmission (S21) obtenu par simulation sous HFSS pour a) Membrane + RLT b) Membrane sans RLT	28
Figure 2-10 Champ électrique total sur la face supérieure de la cellule à une fréquence de 5.5GHz pour a) Membrane d’antenne + RLT b) Membrane d’antenne sans RLT	29

Figure 2-11 Représentation du champ diffusé sur une membrure d'antenne à 5.5GHz a) pour une onde polarisée en z b) pour une onde polarisée en x.....	31
Figure 2-12 Représentation du modèle fini sous HFSS	32
Figure 2-13 Résultats de simulation du modèle fini pour RLT + membrure d'antenne et membrure d'antenne seul a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission c) RCS en réflexion d) RCS en transmission	36
Figure 2-14 Propagation des ondes sur le modèle fini à une fréquence de 5.5GHz pour a) Membrure d'antenne + RLT b) Membrure d'antenne seule.....	38
Figure 2-15 Membrure d'antenne a) en forme de rectangle b) en forme de losange.....	41
Figure 2-16 Représentation sous HFSS du modèle de membrure d'antenne en forme de losange + RLT.....	41
Figure 2-17 Résultats de simulation du modèle en forme de losange pour RLT + membrure d'antenne et membrure d'antenne seule a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission c) RCS en réflexion d) RCS en transmission.....	44
Figure 2-18 Propagation des ondes sur le modèle en forme de losange à une fréquence de 5.5GHz pour a) membrure d'antenne + RLT b) membrure d'antenne seule	46
Figure 2-19 Représentation sous HFSS du modèle de ME avec RLT et avec surfaces dures	48
Figure 2-20 Résultats de simulation du modèle avec RLT + surfaces dure + membrure d'antenne et membrure d'antenne seule a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission c) RCS en réflexion d) RCS en transmission.....	50
Figure 2-21 Propagation des ondes sur le modèle de ME avec RLT et surfaces dures à une fréquence de 5.5GHz	51
Figure 2-22 Représentation du modèle de la membrure d'antenne creuse avec les dimensions.....	53
Figure 2-23 Représentation sous HFSS du modèle de la membrure d'antenne creuse avec RLT.....	54

Figure 2-24 Résultats de simulation du modèle de la membrure d'antenne creuse + RLT et membrure d'antenne creuse a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission c) RCS en réflexion d) RCS en transmission	56
Figure 2-25 Propagation des ondes sur le modèle de ME sur une membrure d'antenne creuse à une fréquence de 5.5GHz a) avec RLT b) sans RLT	58
Figure 2-26 Propagation des ondes sur le modèle de ME sur une membrure d'antenne creuse avec RLT a) à une fréquence de 5.8GHz b) à une fréquence de 6.8GHz	59
Figure 2-27 Coefficients de transmission du ME avec et sans RLT sur une membrure d'antenne en forme de rectangle dans une plus grande plage de fréquences	60
Figure 2-28 Coefficients de transmission du ME avec RLT sur une membrure d'antenne en forme de rectangle pour des angles d'incidence de 0, 10, 20 et 40degrés et sans RLT ..	62
Figure 2-29 Résultats de RCS en transmission pour une polarisation verticale et une polarisation horizontale a) membrure sans RLT b) membrure avec RLT	64
Figure 3-1 Représentation du système d'alimentation	67
Figure 3-2 Propagation des ondes à travers le système d'alimentation à une fréquence de 5.5GHz	67
Figure 3-3 Représentation des dimensions du système d'alimentation a) Vue de dessus b) Vue de face	69
Figure 3-4 Photographie du système d'alimentation	69
Figure 3-5 Simulation du ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne rectangulaire avec le système d'alimentation utilisé en laboratoire	71
Figure 3-6 Résultats de simulation du ME à l'aide de RLT dans les mêmes conditions qu'en laboratoire pour membrure d'antenne +RLT, membrure d'antenne sans RLT et vide a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission	72
Figure 3-7 Simulation du ME à l'aide de RLT et surfaces dures sur une membrure d'antenne rectangulaire avec le système d'alimentation utilisé en laboratoire	74
Figure 3-8 Résultats de simulation du ME à l'aide de RLT et surfaces dures dans les mêmes conditions qu'en laboratoire pour membrure d'antenne + RLT + surfaces dures,	

membrure d'antenne sans RLT et surfaces dures et vide a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission	75
Figure 3-9 Simulation du ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne creuse avec le système d'alimentation utilisé en laboratoire	77
Figure 3-10 Résultats de simulation du ME à l'aide de RLT dans les mêmes conditions qu'en laboratoire pour membrure d'antenne creuse + RLT, membrure d'antenne creuse sans RLT et vide a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission ...	78
Figure 3-11 Masque du circuit ayant servi à la construction du RLT	80
Figure 3-12 Photographie du ME à l'aide d'un RLT sur une membrure d'antenne rectangulaire	81
Figure 3-13 Résultats d'expérimentation du ME à l'aide de RLT pour membrure d'antenne + RLT, membrure d'antenne sans RLT et vide a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission	83
Figure 3-14 Photographie du ME à l'aide d'un RLT et de surfaces dures sur une membrure d'antenne rectangulaire	84
Figure 3-15 Résultats d'expérimentation du ME à l'aide de RLT et surfaces dures pour membrure d'antenne sans RLT et surfaces dures, membrure d'antenne + RLT + surfaces dures et vide a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission	85
Figure 3-16 Photographie du ME à l'aide d'un RLT sur une membrure d'antenne creuse	87
Figure 3-17 Résultats d'expérimentation du ME à l'aide de RLT pour membrure d'antenne creuse sans RLT, membrure d'antenne creuse + RLT et vide a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission	88

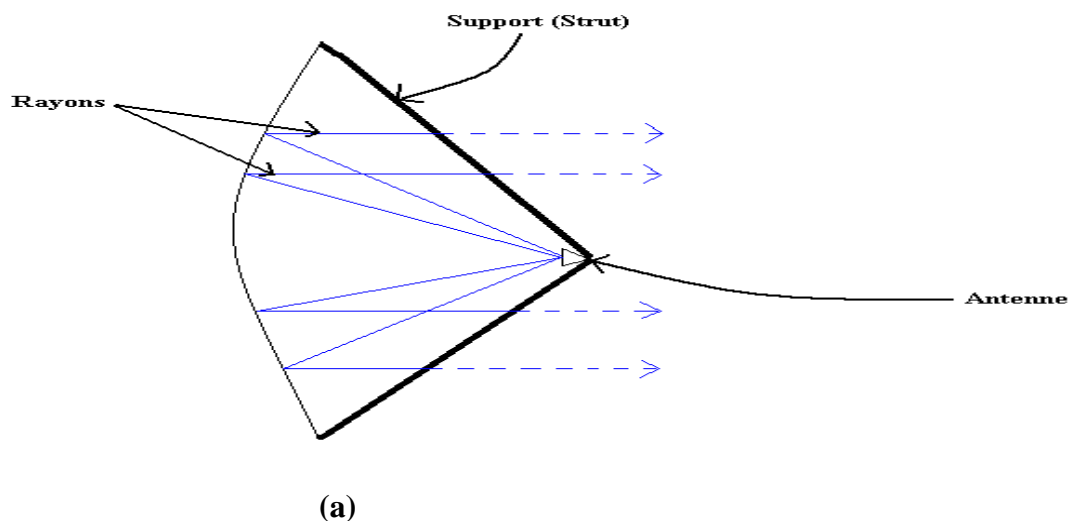
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

RLT	Réseau de lignes de transmission
ME	Masque Électromagnétique
RCS	Radar Cross Section

INTRODUCTION

0.1 Problématique

Les antennes satellitaires ont une importance considérable dans le monde des télécommunications. Le plus souvent, elles sont utilisées dans le domaine de la télévision mais elles peuvent aussi avoir des applications de tout genre (Internet, Téléphonie mobile, etc..). Ces antennes satellitaires se trouvant dans l'espace permettent de transmettre et de recevoir des signaux provenant de la Terre. Les antennes sont constituées d'un réflecteur parabolique principal, augmenté d'une structure d'alimentation maintenue devant le réflecteur à l'aide de membrures souvent appelées « strut » ou encore « feed support strut » qui leur permettent de tenir dans l'espace. Cependant, ces supports se situent très souvent dans le champ de rayonnement des antennes et constituent donc une source de blocage pouvant résulter en une perte de signal (voir **Figure 0-1**) ainsi qu'une dégradation de la polarisation. Ceci est un problème qui existe depuis la venue des antennes paraboliques et qui est encore présent de nos jours. C'est un aspect auquel il faut tenir compte lors de la conception d'une membrure d'antenne pour améliorer les performances du système.





(b)

Figure 0-1 Représentation d'une antenne parabolique avec sa membrure (a)
Représentation schématique du problème de blocage de rayons (b) Modèle réel d'une antenne montrant les membrures supportant un sous-réflecteur.

Le blocage causé par ces membrures augmente le niveau des lobes secondaires et affecte le gain de l'antenne. Face à ce problème, plusieurs techniques de conception de membrure d'antenne ont été élaborées. Dans [1,2], on propose des solutions mises en place dans le but de diminuer le niveau de ces lobes secondaires. La méthode présentée en [1] consiste simplement à améliorer la forme de la membrure. Celle présentée en [2] quant à elle consiste à utiliser des courbes de design correspondant à différentes sortes de membrures afin d'obtenir une certaine efficacité de blocage de la membrure. Ces courbes de design découlent d'une étude analytique du ratio de champ induit (Induced Field Ratio ou IFR) des différentes membrures. Bien que la situation soit améliorée avec ces méthodes, le problème reste néanmoins toujours présent.

En 2007, P-S. Kildal et E. Rajo-Iglesias ont développé une approche assez intéressante pour réduire l'effet des membrures d'antenne sur la transmission du signal [3]. Ils se sont basés

sur le principe de surfaces dures (« Hard Surfaces ») qui consiste à rajouter des plaques diélectriques sur les côtés de la membrure permettant ainsi une meilleure propagation des ondes près des surfaces de cette dernière. Les résultats obtenus avec cette technique sont aussi bons sinon meilleurs que ceux obtenus avec les techniques présentées en [1,2] mais dans une largeur de bande plus limitée.

Tout de même, cette technique nous amène à comprendre qu'un moyen efficace de régler le problème serait de construire la membrure de façon à ce qu'elle soit invisible aux ondes électromagnétiques. En d'autres termes, que les ondes se propagent comme si la membrure n'existait pas.

Plus récemment, plusieurs méthodes pour rendre un objet invisible aux ondes électromagnétiques ont été développées. En 2006, Pendry *et al.* affirment qu'une onde arrivant sur un objet entouré de méta-matériaux peut être guidée autour de l'objet de façon à ce que celui-ci paraisse invisible [4]. Les articles [5-14] montrent des réalisations développées et testées, basées sur ces méta-matériaux. Toutefois, l'utilisation de méta-matériaux conçus pour cette application est généralement limitée du point de vue de la largeur de bande. De plus, cette utilisation de méta-matériaux repose sur des équations de transformation de système de coordonnées qui peuvent devenir assez complexes à résoudre.

Récemment, un moyen de masquer un objet des ondes électromagnétiques en y insérant un réseau de lignes de transmissions (RLT) qui permet aux ondes de se propager à travers l'objet a été proposé [15]. Les lignes de transmission sont terminées par de petites antennes qui permettent de capter les ondes incidentes dans l'air sur l'une des faces de l'objet, les conduire à travers un réseau de lignes interconnectées et les retransmettre de nouveau dans l'air sur la face opposée de l'objet. Les résultats obtenus sont non seulement très satisfaisants mais aussi, ils sont valides dans une gamme de fréquence plus large que dans le cas des solutions citées précédemment.

En nous appuyant donc sur ce qui a été développé dans [15], il est possible d'optimiser la construction de notre membrure d'antenne afin de la rendre quasiment invisible aux signaux la traversant. C'est donc ce qui nous amène à la réalisation de ce mémoire : Nous allons insérer un RLT dans la membrure d'antenne pour nous permettre d'améliorer de façon considérable le signal transmis par rapport au cas de la membrure sans lignes de transmission.

0.2 Objectif du mémoire

L'objectif général de ce mémoire sera donc de démontrer par simulation et par expérimentation qu'il est possible de réduire significativement la perte de signal causée par les membrures d'antenne en y insérant un RLT.

Les objectifs spécifiques ici sont les suivants :

- **Développer** sur ordinateur un modèle de membrure d'antenne construite avec un RLT en nous inspirant de ce qui a été fait en [15].
- **Optimiser** notre modèle afin d'obtenir un minimum de réflexion et un maximum de transmission par simulation tout en permettant une construction facile à réaliser.
- **Valider et améliorer** le modèle simulé à partir de tests expérimentaux.

Bien que dans ce projet notre modèle ne sera pas testé sur une vraie membrure d'antenne satellitaire, les tests expérimentaux qui seront effectués seront représentatifs de ceux obtenus sur un modèle de membrure d'antenne réel.

Aussi, ce projet visera à appuyer les résultats présentés en [15] et à améliorer les performances par rapport à ceux-ci..

0.3 Structure du mémoire

Le présent mémoire se divise en quatre chapitres. Tout d'abord, nous allons présenter une introduction sur le principe de masque électromagnétique (ME). Dans cette partie, nous ferons une brève revue de littérature sur les principales façons d'effectuer un ME.

Par la suite, le chapitre suivant portera sur la présentation du modèle de ME avec un RLT sur une membrure d'antenne. Nous allons dans un premier temps montrer comment modifier le modèle présenté en [15] pour notre application et par la suite, nous présenterons tous les différents modèles étudiés et leurs résultats. Nous parlerons également des comparaisons avec l'état de l'art des différentes membrures d'antenne et des limites d'opération du masque électromagnétique en angle, polarisation et fréquence.

Le troisième chapitre quant à lui parlera de la fabrication du modèle retenu et présentera les différents résultats pratiques et leur comparaison par rapport aux résultats de simulation.

Enfin, le dernier chapitre viendra conclure le mémoire en expliquant les contributions apportées et en discutant des travaux futurs qu'il y aurait à accomplir.

CHAPITRE 1. INTRODUCTION AU PRINCIPE DE MASQUE

ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Masquer, ou rendre un objet invisible un objet aux ondes électromagnétiques a toujours été d'un grand intérêt pratique en conception d'antennes. Que ce soit pour protéger une région des ondes électromagnétiques (aussi rendre un radar invisible pour des fins militaires) ou encore pour éliminer la perte de signal émis par une source quelconque, le principe de masquer un objet est d'un apport bénéfique dans le monde des télécommunications sans fil.

1.1 Revue de littérature sur le principe de ME

Avec l'arrivée des méta-matériaux, il y'a eu récemment un grand intérêt sur la recherche du principe de ME. Nous allons présenter dans cette partie quelques travaux portant sur les ME.

1.1.1 ME à l'aide de méta-matériaux

Cette technique de ME est aussi appelée technique de transformation de coordonnées. Une grande partie de la théorie portant sur ce concept est assez bien expliquée en [4] par Pendry *et al.* Les auteurs y montrent comment le flux de puissance peut être dirigé comme on le souhaite si on utilise le méta-matériau approprié. Les champs incidents peuvent ainsi contourner l'objet à masquer comme le ferait un fluide sans changer de trajectoire et sans affecter l'objet (voir **Figure 1-1**).

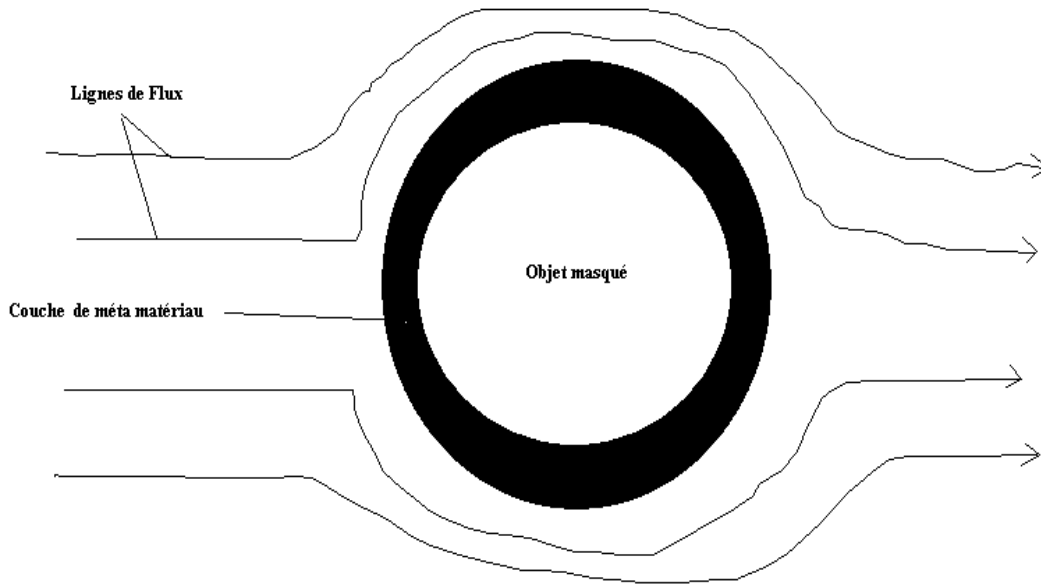


Figure 1-1 Illustration du principe de ME à l'aide de méta-matériau

En entourant l'objet par le méta-matériau, on effectue en fait une transformation du système de coordonnées dans les équations de Maxwell. Cette transformation fait en sorte que les équations gardent la même forme mais les éléments ε et μ se voient multipliés par un certain facteur commun. Un bon résultat du ME requiert donc une bonne résolution des équations nécessaires pour réaliser la transformation du système de coordonnées. Pour fin de démonstration, imaginons un objet à masquer contenu dans un volume cylindrique de rayon R_1 , lequel est recouvert d'une gaine de méta-matériau avec un rayon intérieur R_1 et un rayon extérieur R_2 (voir **Figure 1-2**) comme dans [16]. On suppose que le milieu ambiant possède une permittivité et une perméabilité égales à celles du vide. D'après [17], l'expression des composantes diagonales des tenseurs de permittivité et perméabilité relatives $\bar{\varepsilon}$ et $\bar{\mu}$ dans la couche de méta-matériau en forme de cylindre et pour une polarisation quelconque de l'onde incidente s'écrivent sous la forme suivante :

$$\varepsilon_r = \mu_r = \frac{r - R_1}{r}$$

$$\varepsilon_\phi = \mu_\phi = \frac{r}{r - R_1}$$

$$\varepsilon_z = \mu_z = \left(\frac{R_1}{R_2 - R_1} \right)^2 \frac{r - R_1}{r}$$

Dans cette formule, ε et μ sont représentées en coordonnées cylindriques r, ϕ et z . Étant donné que chaque composante dépend du rayon r , il est assez difficile de fabriquer un matériau de ce genre mais si on suppose que le champ électrique de l'onde incidente est polarisé linéairement en z , alors on peut obtenir une simplification car les équations de Maxwell ne dépendront que des termes μ_r, μ_ϕ et ε_z . En supposant que $\mu_\phi = 1$ comme dans [16], les perméabilité et permittivité relatives deviennent alors :

$$\mu_r = \varepsilon_r = \left(\frac{r - R_1}{r} \right)^2$$

$$\mu_\phi = \varepsilon_\phi = 1$$

$$\varepsilon_z = \left(\frac{R_1}{R_2 - R_1} \right)$$

Il s'agit ensuite de synthétiser le matériau ayant les paramètres mentionnés ci-dessus pour masquer un objet donné. Or avec les propriétés de méta-matériaux, il est maintenant possible de concevoir un matériel avec les perméabilités et permittivités relatives voulues [4]. Toutefois, la réalisation de tels ME en pratique n'est pas toujours facile à cause de l'anisotropie et de l'inhomogénéité de ces méta-matériaux.

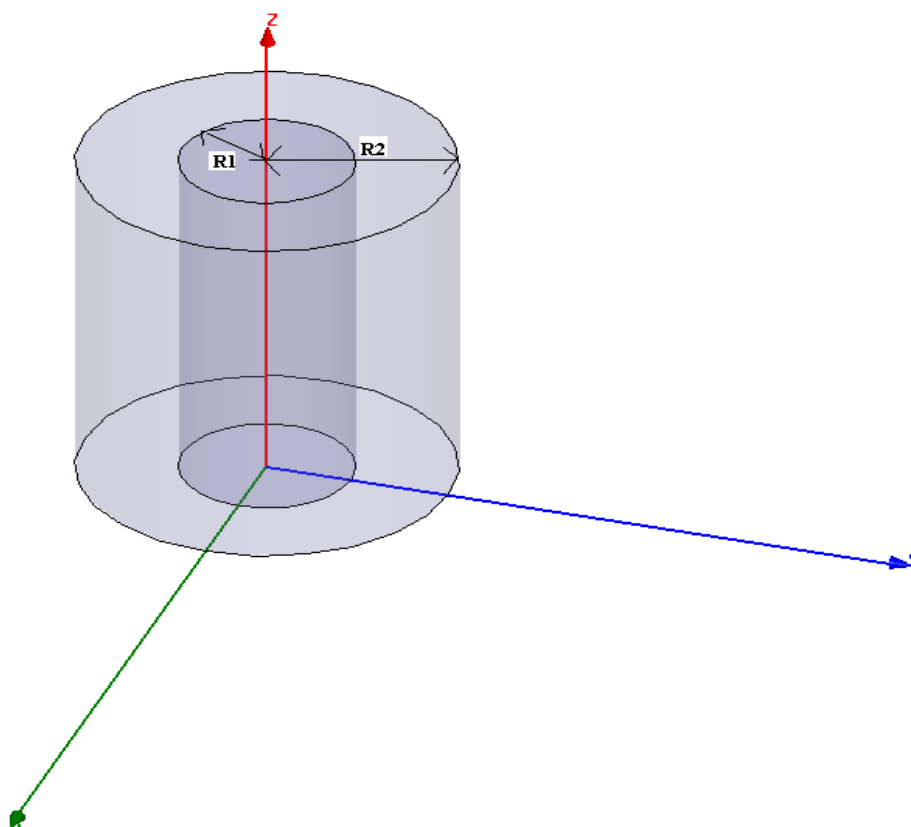


Figure 1-2 Cylindre entouré de méta-matériau

Nous pouvons retrouver un grand nombre d'exemples d'applications de ME découlant cette approche en [5-14,16]. Néanmoins, le problème reste toujours au niveau de la largeur de bande qui est très limitée (environ 7% de la fréquence centrale).

1.1.2 ME par réduction de diffusion

Ici, la technique est un peu différente de celle présentée au paragraphe précédent. Dans [28], Engheta et al. ont trouvé une autre façon de masquer un objet aux ondes électromagnétiques. Ils utilisent toujours les propriétés des méta-matériaux mais pas en effectuant des transformations de coordonnées comme dans le paragraphe précédent. À la place, la couverture de méta-matériau utilisée ici possède une permittivité négative [ϵ -negative (ENG) materials] ou une permittivité proche de zéro [ϵ -near-zero (ENZ) materials] provoquant une polarisation négative qui permet de réduire considérablement les ondes diffusées par l'objet que l'on souhaite protéger. Plusieurs résultats basés sur ce concept ont prouvé qu'il s'agissait d'une technique assez intéressante de ME [29-32]. Néanmoins, tout comme la technique précédente, les résultats restent bons dans une plage limitée de fréquence.

1.1.3 ME à l'aide de Surfaces dures (Hard surfaces)

Il y'a quelques années, Per-Simon Kildal a proposé un autre moyen assez intéressant de réduire le blocage de champ causé par des objets en utilisant le concept de « Hard surfaces » [18-19]. Les termes « soft » et « hard » proviennent de l'acoustique, et les ondes acoustiques se propageant sur des « soft » et « hard » surfaces sont connues pour satisfaire respectivement les conditions frontières de Dirichlet et Neumann [19]. Généralement, la surface dure (hard surface) va supporter des ondes avec une valeur maximum de champ E pour n'importe quelle polarisation ($\frac{\partial E_t}{\partial n} = 0, \frac{\partial E_n}{\partial n} = 0$) tandis que la surface douce (soft surface) va annuler l'amplitude du champ E sur la surface ($E_t = 0, E_n = 0$). En pratique, les membrures d'antennes sont fabriquées avec des structures métalliques et la diffusion des champs électromagnétiques qu'ils provoquent est due à la présence de surfaces parallèles à l'une des composantes du champ électrique incident. Dans ce cas, la membrure se comporte comme une surface douce.

Dans cette partie, nous nous intéressons beaucoup plus aux surfaces dures car elles permettent non seulement aux ondes uniformes de se propager sur la surface mais aussi, elles permettent de réduire les dispersions non voulues causées par les éléments métalliques des membrures d'antenne [20]. Les surfaces dures peuvent être réalisées sous forme de lames de

diélectrique longitudinales alignées dans le sens de propagation de l'onde, ou encore sous forme de bandes métalliques posées sur un substrat diélectrique (strip-loaded) toujours alignées dans la direction de propagation de l'onde (voir **Figure 1-3**).

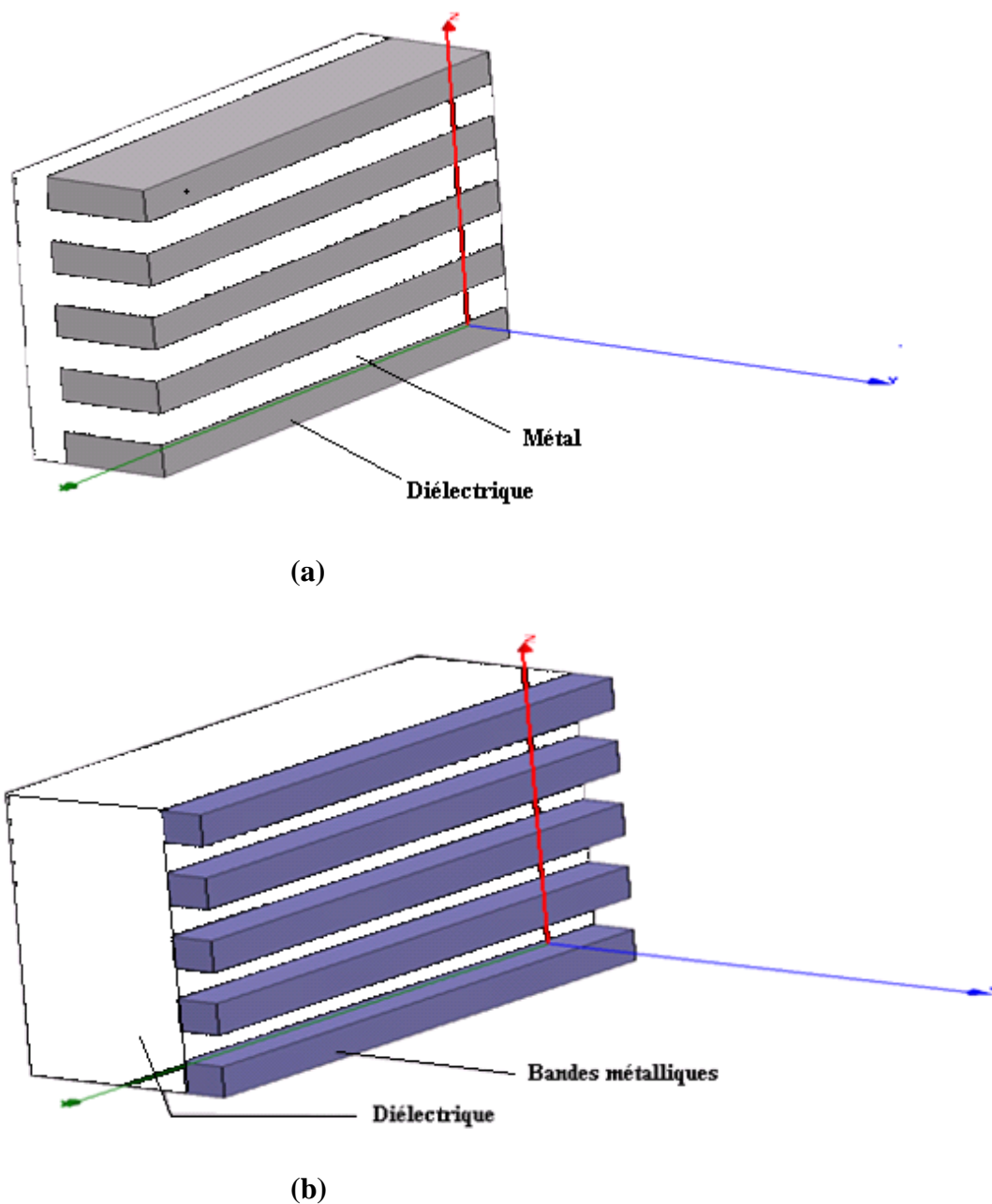


Figure 1-3 Géométrie de surfaces dures a) corrugations b) bandes chargées

1.1.4 ME avec un réseau de lignes de transmission (RLT)

Récemment, Alitalo *et al.* ont proposé une nouvelle façon de masquer un objet [15, 21-23]. Il s'agit d'insérer dans l'objet un RLT.

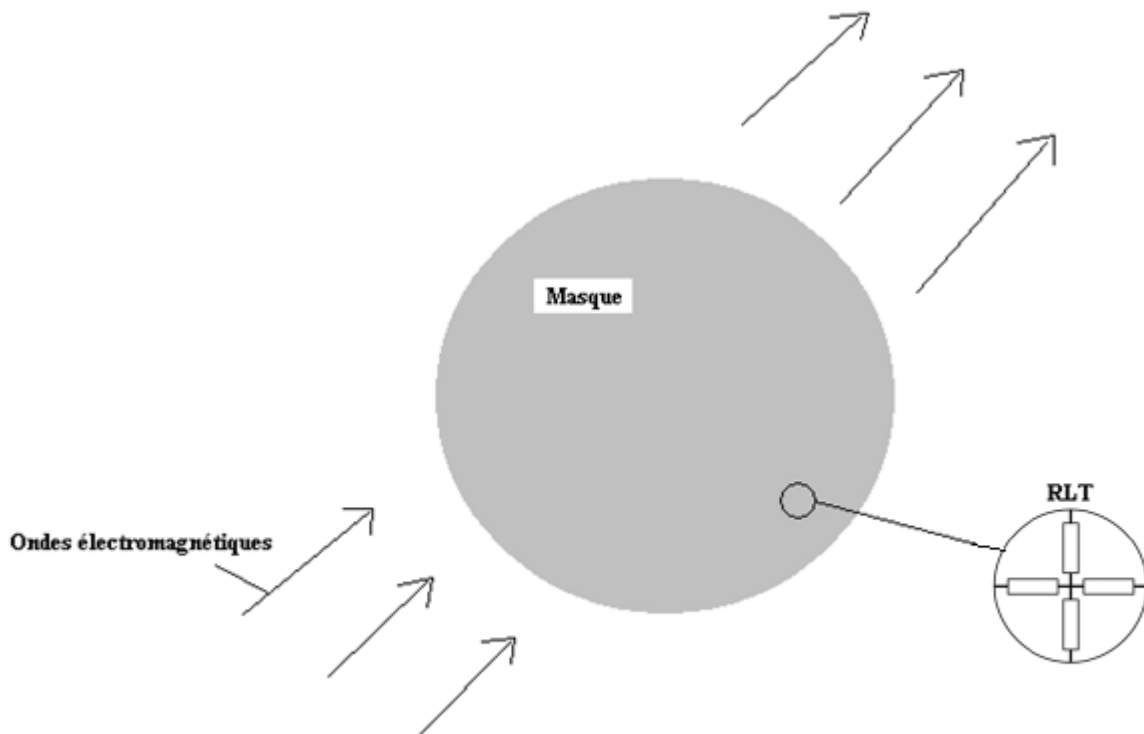


Figure 1-4 Illustration du principe de ME avec un RLT

La première question qui pourrait nous venir à l'esprit avec cette technique serait comment réussir à faire introduire le RLT à travers l'objet à masquer. Évidemment, puisque le RLT est constitué de lignes interconnectées entre elles, les objets pouvant être masqués avec cette technique devraient être composés de plusieurs petites pièces qui ne sont pas en contact entre elles. Donc si par exemple on voulait permettre aux ondes électromagnétiques de traverser une

membrane d'antenne, il faudrait découper celle-ci en plusieurs morceaux avant d'y insérer le RLT afin de le masquer.

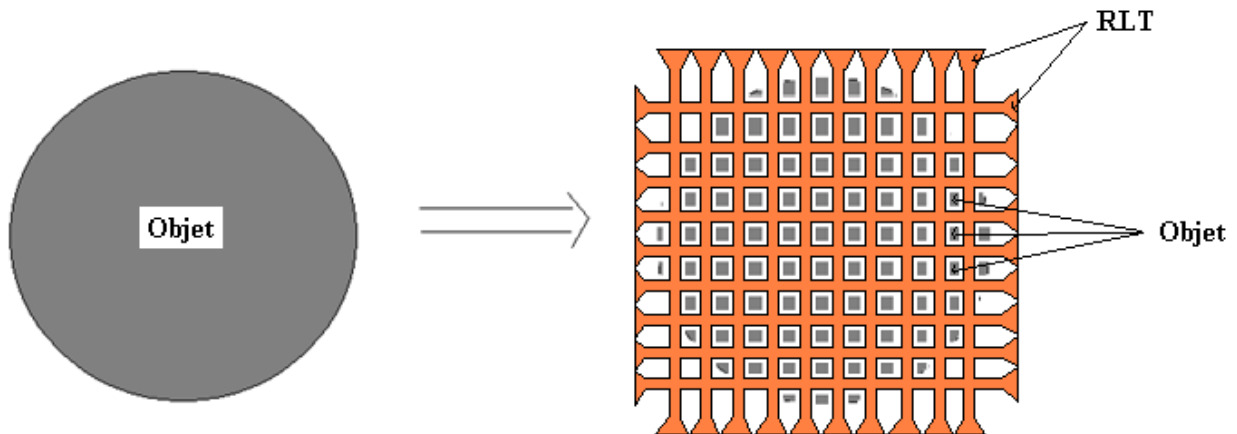


Figure 1-5 Représentation de la transformation d'un objet afin d'y insérer un RLT

La différence avec les autres techniques de ME est que le flux de puissance passe à travers l'objet tandis que dans les autres cas, il passe autour de l'objet.

Le principe ici est le suivant : quand l'onde incidente provenant de l'air libre rencontre le ME, elle est couplée dans le RLT et le traverse sans être affectée par l'objet. Il est donc évident que les dimensions du ME (RLT) dépendent de celles de l'objet que l'on veut masquer [15].

Pour que le ME fonctionne, il faut tout d'abord que la transition entre l'air libre et le RLT se fasse correctement pour minimiser la réflexion. Cette transition est réalisée avec de petites antennes aux extrémités des lignes de transmission. Une autre condition très importante pour que le ME fonctionne est que la vitesse de propagation des ondes à l'intérieur du RLT soit semblable à celle dans l'air libre. Donc on devrait avoir des courbes de dispersion similaires pour les deux milieux de propagation sinon le masque ne sera pas fonctionnel.

Un avantage très important de cette technique de ME est qu'elle fonctionne dans une largeur de bande très satisfaisante à la différence des deux autres techniques citées précédemment. Ceci provient du fait que le RTL peut être conçu avec des lignes de transmission

fonctionnant en mode quasi-TEM, lequel est très peu dispersif. De plus, les lignes de transmission sont arrangées dans un réseau périodique dont la taille de la maille est beaucoup plus petite que la longueur d'onde. Chaque maille est donc non résonante, ce qui réduit également les effets de dispersion. Ceci contraste avec le cas du ME basé sur les surfaces dures, dans lesquelles la propriété désirée d'impédance infinie de la surface est obtenue lorsque les bandes de diélectrique utilisées sont d'une épaisseur d'environ $\lambda/4$. Il est donc implicite que le fonctionnement voulu ne sera observé que sur une étroite plage de fréquences. Dans le cas du ME basé sur l'utilisation de méta-matériaux, on remarque que la longueur d'onde n'apparaît pas dans les équations de design données à la section 1.1.1, et donc en principe cette solution devrait être large bande. Toutefois, la mise en œuvre de matériaux dont la constante diélectrique est inférieure à l'unité peut être obtenue de manière artificielle en ajoutant des inclusions telles que des bouts de fils métalliques. De telles structures ont typiquement des permittivités de type Drude (i.e. semblables à un modèle plasma froid), et ont de ce fait un comportement dispersif.

1.2 Sommaire du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons présenté certains travaux qui ont été effectués par différents chercheurs dans le but d'obtenir un ME. Les principes de ME à l'aide de méta-matériaux et de surfaces dures ont été brièvement expliqués avant de présenter un ME à l'aide de RLT qui est à la base de notre projet.

Le chapitre suivant présentera dans un premier temps les résultats obtenus avec le modèle de ME que l'on retrouve dans [15]. Juste après, nous étudierons comment modifier ce modèle de ME pour une application sur une membrure d'antenne. Ensuite, nous présenterons et analyserons des résultats de simulation de divers types de ME conçus à l'aide de RLT sur des membrures d'antenne.

CHAPITRE 2. ME AVEC RLT ADAPTÉ AUX MEMBRURES

L'objectif de ce projet est d'éliminer le plus possible la diffusion des ondes électromagnétiques causée par les supports d'antennes utilisées dans les applications spatiales. Face à ce problème, nous avons vu qu'il pouvait y avoir certaines façons d'opérer (voir **CHAP.1**). Dans ce mémoire, nous nous appuyons sur le principe de ME avec un RLT.

Dans ce présent chapitre, nous allons partir des travaux qui ont été effectués en [15] pour concevoir un ME adapté à notre application.

2.1 Simulation d'un ME avec un RLT [15]

Dans cette section, nous reprenons la simulation du ME avec un RLT qui a été faite en [15] à l'aide du logiciel HFSS® (High Frequency Structure Simulator, de Ansoft). Dans un premier temps, nous allons présenter le modèle du ME en tant que tel et par la suite, nous présenterons les résultats.

2.1.1 Présentation du modèle de ME

Le ME à l'étude en [15] est un bloc de métal transversal infini dans les directions y et z (voir Fig. 2-1). On suppose que l'onde incidente est uniforme en phase et en amplitude selon z , c'est-à-dire que la composante k_z de son vecteur d'onde est nulle. Selon la direction z , la structure est partitionnée en fines tranches d'épaisseur h , chaque tranche étant traversée par un réseau de lignes de transmission à 2 dimensions selon les directions x et y . Puisque la structure est périodique dans la direction z , il est possible de réduire l'analyse à une seule tranche à l'aide de la théorie de Bloch-Floquet.

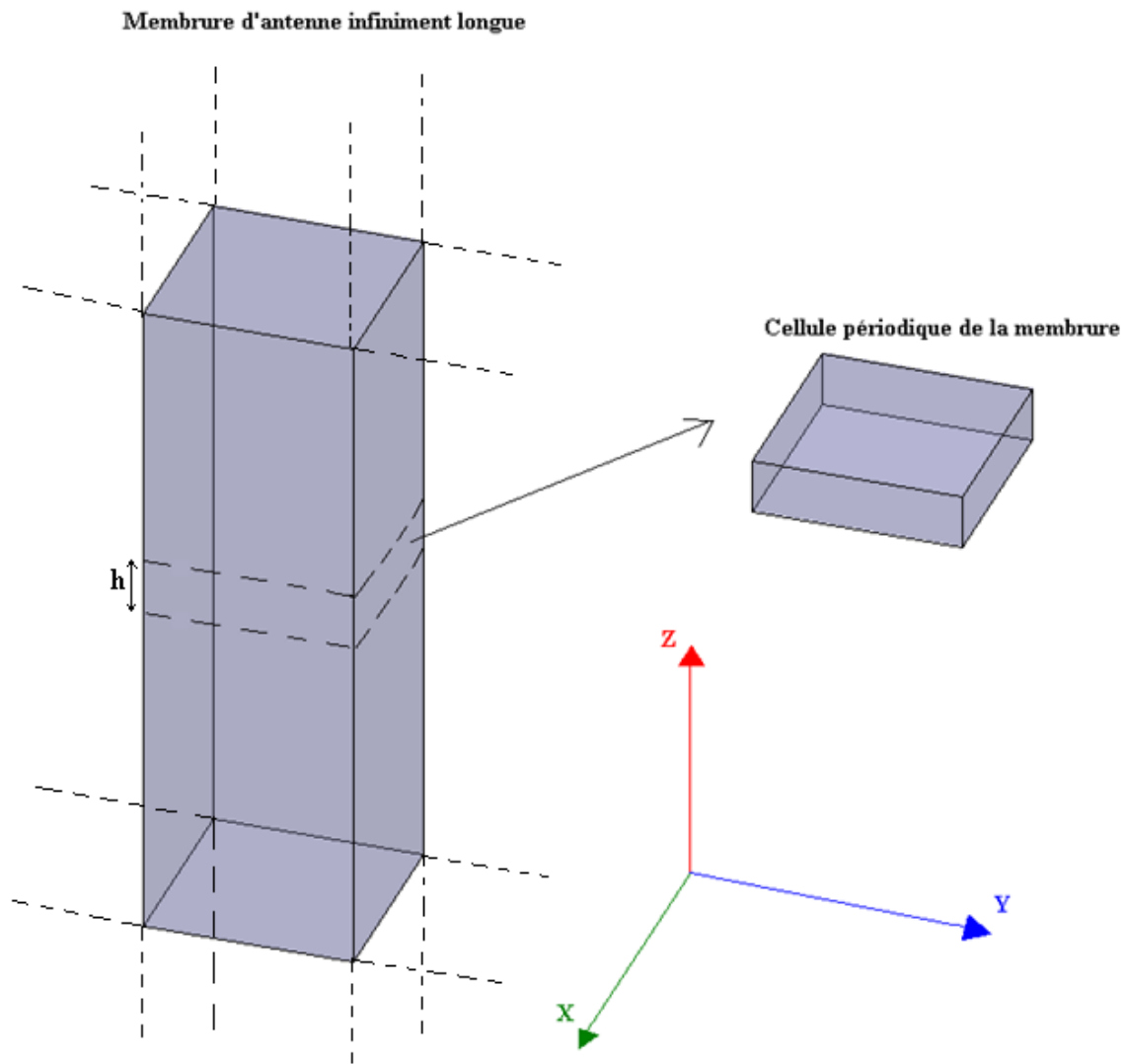


Figure 2-1 Représentation d'une membrure d'antenne et sa cellule périodique d'épaisseur h .

Cette propriété infinie et périodique du ME peut facilement être obtenue en utilisant les propriétés de conditions frontières maître-esclave du logiciel HFSS. Dans le cas où la direction d'incidence est perpendiculaire à l'axe de la membrure (axe z) et lorsque le champ électrique est polarisé parallèlement à cet axe, le même résultat est obtenu en supposant que la cellule est bornée verticalement par des murs infinis constitués de conducteurs électriques parfaits. Si, dans ces mêmes conditions la tranche d'épaisseur h est également constituée de cellules périodiques de largeur l répétées à l'infini le long de la direction y , il est également possible de borner la cellule

latéralement, par exemple dans des plans parallèles au plan xz , par des murs supposés conducteurs magnétiques parfaits. Ce choix de conducteurs découle du fait que l'imposition de conditions périodiques dans le modèle de simulation ne se borne pas à l'intervalle de valeurs de x situées à l'intérieur de la membrure car au contraire les conditions doivent être uniformes pour l'intervalle $-\infty < x < \infty$. En l'absence de modes d'ordre supérieurs non-évanescents, et pour les valeurs de x très grandes, on retrouve essentiellement des ondes planes uniformes polarisées linéairement avec uniquement la composante E_z . Les choix de conditions frontières montrés dans la Figure 2.2 permettent à ces ondes de se propager sans perturbation. Finalement, afin de ne pas perturber les champs diffusés par la structure périodique, le positionnement des plans électriques et magnétiques par rapport aux éléments de la cellule doit être tel que les symétries de réflexion découlant de la géométrie de la cellule élémentaire sont respectées. Si de telles symétries n'avaient pas été présentes dans la cellule de la structure étudiée, il aurait alors suffi d'utiliser des conditions de type maître-esclave au lieu des murs électriques et magnétiques.

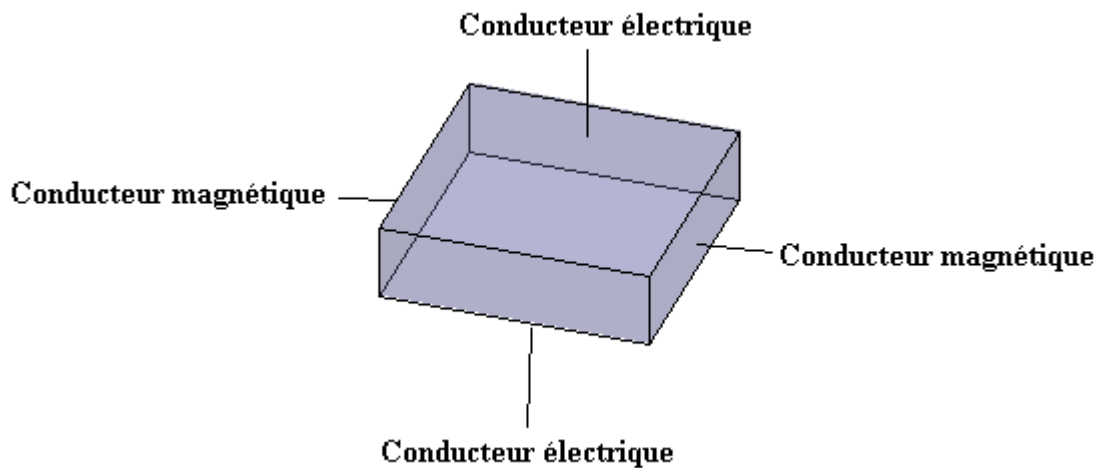


Figure 2-2 Représentation de la cellule périodique de la membrure et ses conditions frontières

Il s'agit donc à présent de modéliser une cellule finie qui pourra être considérée comme l'élément de base d'un réseau infini selon des directions au choix.

Le ME présenté en [15] a été conçu pour obtenir une adaptation d'impédance du RLT à des fréquences supérieures à 5GHz donc les dimensions (largeur selon l'axe y et hauteur selon l'axe z) de ce dernier doivent être comparables à la longueur d'onde. Il est évident que pour le cas d'un ME avec des dimensions petites par rapport à la longueur d'onde, les dispersions seront fortement réduites avec le RLT. Ce qui ne serait pas intéressant pour nous car le but ici est de masquer l'objet du signal, chose qui est beaucoup plus problématique avec des objets ayant des dimensions comparables à la longueur d'onde.

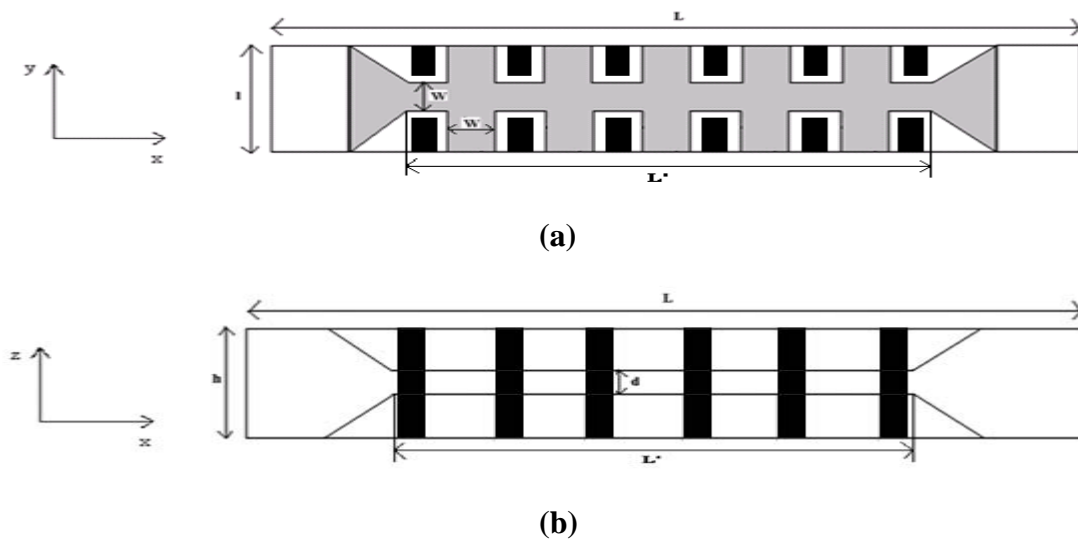
Dans l'exemple considéré dans cette référence (voir **Figure 2-3**), le réseau a été conçu pour être optimal à une fréquence tournant autour de 5.2GHz. La structure a une profondeur (L) de 170mm. Les lignes de transmission utilisées pour le RLT sont des paires de rubans métalliques. Ce choix est dû non seulement à cause du vaste choix de valeurs d'impédances qu'ils peuvent avoir mais aussi à cause de leur facilité de construction. Les rubans métalliques ont une largeur (w) de 1.257mm et une profondeur (L') de 128mm. Ils sont considérés comme étant infiniment minces (épaisseur nulle) et parfaitement conducteurs. Les 2 couches métalliques formant la ligne sont séparées par une distance (d) de 2mm. Les valeurs d et w ont été trouvées utilisant les équations d'impédance qui se trouvent dans [27] et en utilisant une simple approximation de lignes parallèles ($Z_o = 377 \cdot \frac{d}{w} \cdot \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$). La valeur de L' quant à elle correspond à 16 fois la période

d'espacement entre les interconnexions de lignes de transmission. Pour bien adapter la transition entre l'air et le RLT, les lignes de transmission sont évasées, un peu comme dans une mini antenne de type *bowtie*, sur chaque l'un de leur bout et peuvent ainsi permettre la transition entre les ondes incidentes en propagation libre et les ondes guidées dans le RLT. Dans la partie (a) de la **Figure 2-3**, on peut observer qu'en plus de la ligne principale orientée en direction x , des courts segments de ligne orientés en direction y sont présents. Ceux-ci servent à établir des interconnexions avec les cellules voisines comprises dans une même tranche de la membrure. Ces interconnexions sont requises car le cas considéré ici vise un fonctionnement pour une direction d'incidence arbitraire dans le plan xy . On verra plus loin que si on se limite à l'incidence normale, les interconnexions entre cellules adjacentes ne sont pas requises.

Si on suppose que les champs E et H du mode TEM entre les couches métalliques formant la ligne de transmission sont uniformes, et qu'il n'y a pas d'interconnexions entre les lignes en direction y , on peut obtenir facilement une formule approximative pour l'impédance caractéristique des lignes de transmission :

$$Z_o = \frac{E}{H} \cdot \frac{d}{w} = \eta \cdot \frac{d}{w}$$

où d et w sont définis à la Fig. 2-3 et η est l'impédance caractéristique du milieu compris entre les couches métalliques. Puisque ce milieu est essentiellement constitué d'air ou de vide dans les cas pratiques, on utilisera $\eta \approx 377\Omega$. Donc pour préserver l'impédance des lignes de transmission à travers les antennes, le rapport d/w doit être le même rapport que celui de la largeur des antennes (l) et leur hauteur d'ouverture (h). En [15], la largeur l est de 8mm et la hauteur h est de 12.73mm ($8/12.73 \approx 1.257/2$). Ces dimensions correspondent aussi respectivement à la largeur et la hauteur d'une tranche périodique de la membrure.



Légende :

L = Profondeur de la cellule (mm)

l = largeur de la cellule (mm)

h = hauteur de la cellule (mm)

w = largeur des rubans métalliques (mm)

d = distance entre les paires de rubans métalliques (mm)

L' = profondeur des rubans métalliques

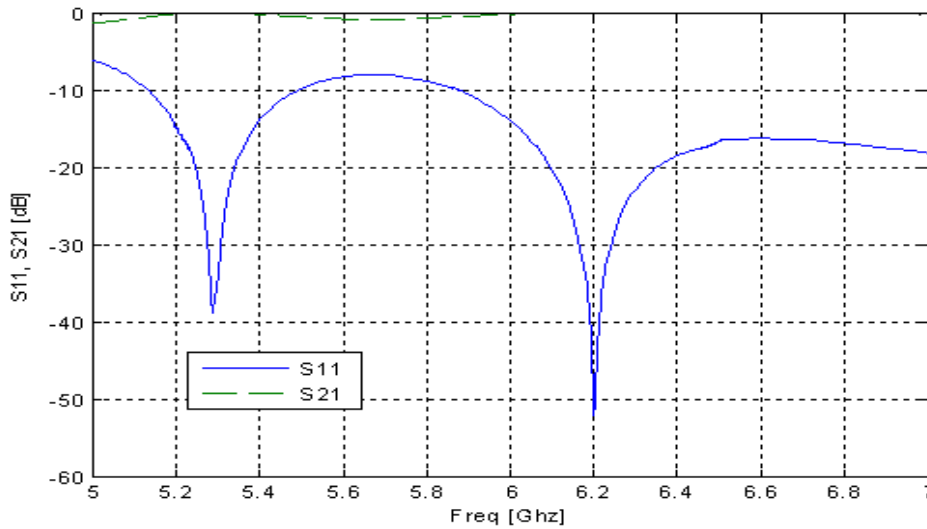
Figure 2-3 Illustration du modèle de ME présenté dans [15] (les rectangles noirs représentent l'objet métallique à masquer) a) Vue de dessus b) Vue de côté

Pour observer l'effet du ME sur un objet, une matrice d'objets métalliques a été introduite dans le RLT. La matrice est représentée en noir sur la **Figure 2-3**.

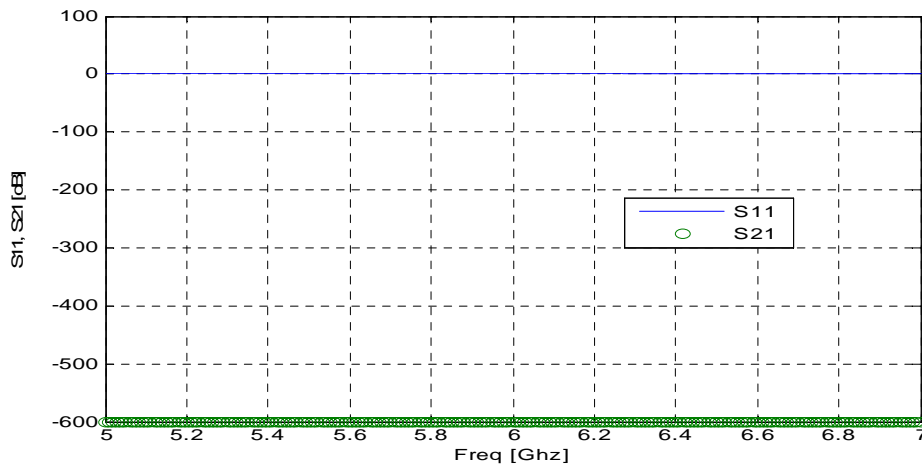
2.1.2 Présentation des résultats du ME

Dans ce paragraphe nous allons présenter les résultats qui ont été obtenus en [15] avec le modèle de ME illustré à la **Figure 2-3**. Le réseau périodique de cellules est infini dans les directions y et z .

Le modèle est excité avec une onde plane incidente polarisée verticalement (parallèle à l'axe z) et se propageant à une incidence normale (en direction $-x$). Dans la figure suivante, S_{11} désigne le coefficient de réflexion et S_{21} désigne le coefficient de transmission de l'onde plane. En **a)**, nous avons les résultats du ME avec l'objet à masquer et en **b)**, nous avons les résultats de l'objet à masquer sans RLT. Il faut noter que le modèle simulé tient compte des pertes dans les métaux.



(a)



(b)

Figure 2-4 Résultats présentés en [15] du coefficient de réflexion et transmission pour (a) Objet métallique avec ME et (b) Objet métallique sans ME

Comme on peut le voir à travers ces résultats, les deux cas sont très différents l'un de l'autre. Pour le cas de l'objet métallique seul, on a aucune transmission et tout le signal est réfléchi ($S_{11} = 0$ dB et $S_{21} \approx -600$ dB). Lorsqu'on masque l'objet avec le RLT, on remarque une amélioration considérable. La transmission est quasiment parfaite tandis que les réflexions sont presque inexistantes. Le phénomène de résonance observé sur les résultats de la **Figure 2-4 a)** est dû au fait que le ME ait une profondeur finie ($f_c \approx \frac{n.c}{2.L'}$). Pour un cas idéal, on aurait des fréquences de résonance autour de 5.3 GHz ($n = 6$) et 6.2 GHz ($n = 7$). Ce qui correspond sensiblement aux valeurs de fréquences de résonance qui se trouvent à la **Figure 2-4 a)**.

Également, nous pouvons noter d'après ces résultats que le RLT améliore les coefficients de transmission et réflexion sur une vaste largeur de bande. Sur la **Figure 2-4**, les résultats sont présentés dans la plage de fréquence entre 5GHz et 7GHz et ils semblent rester bons dans une plage plus élevée comme on peut le voir sur la figure. Ceci confirme l'efficacité de cette méthode de ME par rapport aux autres méthodes citées plus haut car ces dernières n'offrent pas de résultats intéressants dans une telle largeur de bande.

2.2 Modification du modèle de [15] pour une application sur une membrure d'antenne

D'après les résultats qui ont été présentés dans le paragraphe précédent, les travaux effectués dans [15] ont démontré qu'un RLT pouvait être utilisé pour masquer des objets aux ondes électromagnétiques. Dans le modèle qui a été étudié, le RLT est construit de façon à pouvoir fonctionner pour un angle d'incidence variable. D'ailleurs, on retrouve dans [15] des résultats assez satisfaisants pour des angles d'incidence de 30 degrés et 60 degrés.

Dans le cas d'une membrure d'antenne située à une certaine distance d'un réflecteur parabolique, le champ est dominé par des rayons se propageant dans une direction perpendiculaire au plan focal (voir **Figure 0-1**). Il est donc possible de modifier et d'optimiser le modèle de ME étudié en [15] pour un angle d'incidence fixe. Afin de faciliter la validation expérimentale de nos résultats (voir **Chapitre 3**), il est pratique de considérer une direction d'incidence normale à l'axe de la membrure.

Dans cette section, nous allons donc modifier le modèle de RLT présenté en [15] pour un RLT propice à l'application de ME pour une membrure d'antenne. Il faut toutefois noter que d'après la **Figure 0-1 a)**, on voit bien que l'angle d'incidence n'est pas normal mais plutôt oblique en élévation. Néanmoins, nous étudions le cas d'une incidence normale ici dans le but de valider le principe de base du ME avec RLT sur une membrure d'antenne.

Dans le cas du RLT présenté dans la section précédente, les lignes de transmission étaient interconnectées entre elles et étaient orientées dans deux directions orthogonales, comme on peut le voir sur la **Figure 2-3**. Or, si nous désirons optimiser le modèle pour un seul angle d'incidence, nous faisons l'hypothèse qu'il suffit de construire les lignes dans une seule direction (i.e. la direction de propagation des ondes incidentes). Le réseau deviendrait ainsi non interconnecté, comme nous pouvons le voir à la **Figure 2-5**.

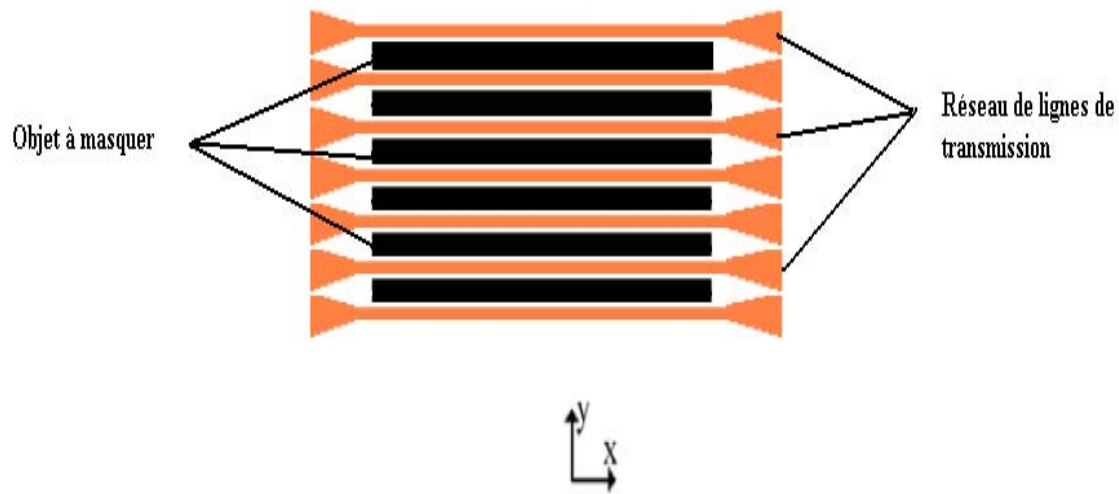


Figure 2-5 RLT adapté pour masquer une membrure d'antenne (l'objet à masquer est représenté par les rectangles noirs)

Avec cette nouvelle configuration du RLT, on fait l'hypothèse qu'il serait possible d'avoir des résultats aussi bons et sinon meilleurs que ceux présentés dans la section précédente. Les ondes arrivant de l'air pénètrent le réseau par les extensions de lignes jouant un rôle d'antenne, se propagent dans celui-ci par les lignes de transmission, et sont retransmises dans l'air par les extensions de lignes se trouvant de l'autre côté du réseau. L'objet à masquer qui correspond à la membrure dans notre cas, demeure isolée des champs incidents.

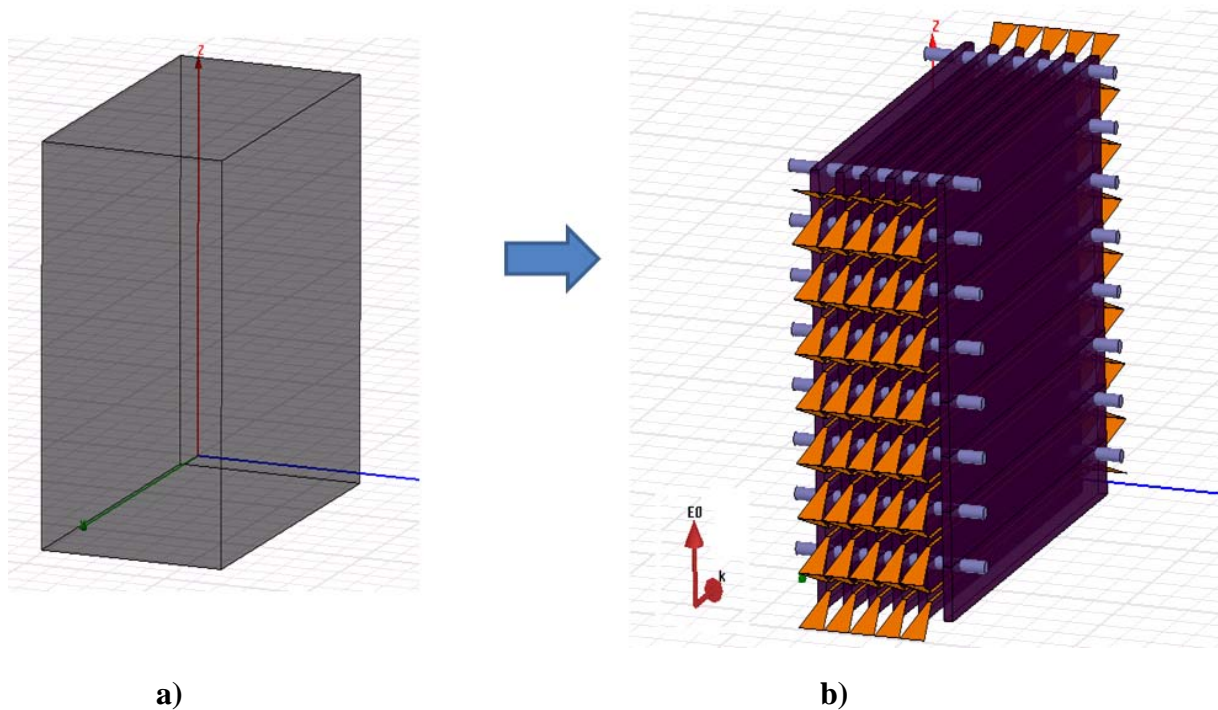


Figure 2-6 Représentation d'une membrure d'antenne a) sans RLT b) avec RLT

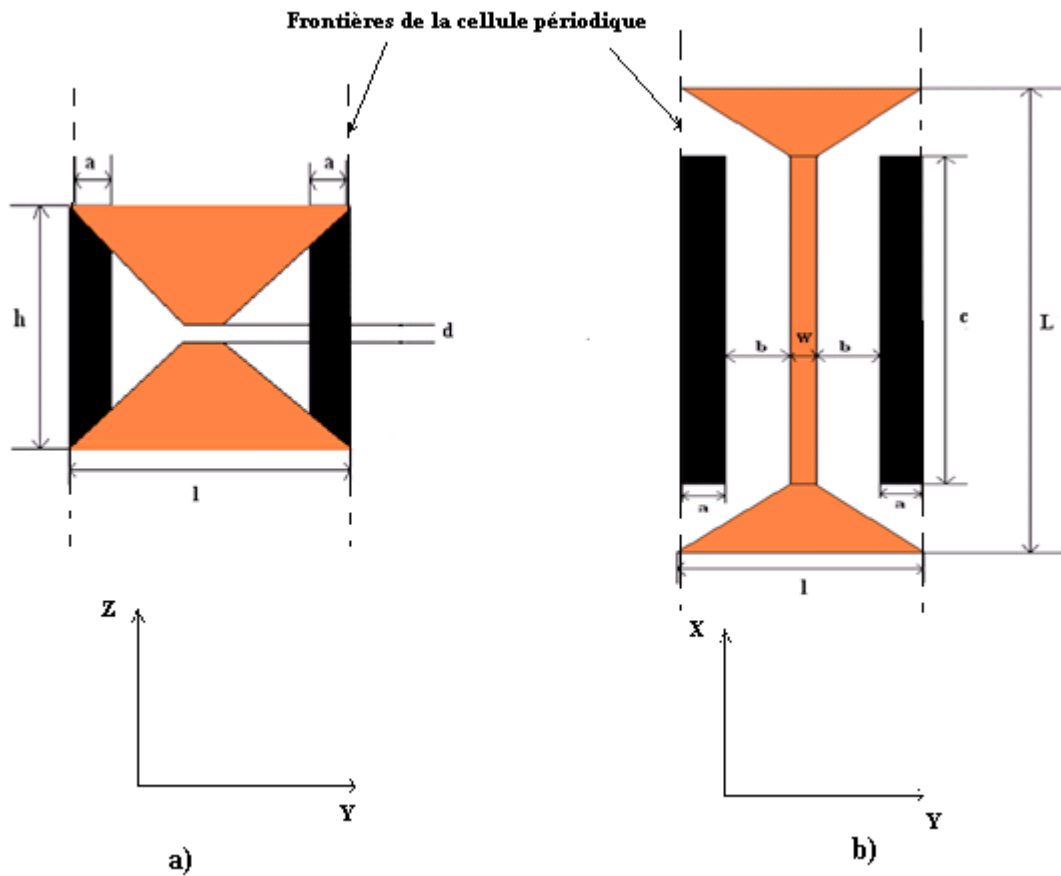
2.2.1 Cellule unique du modèle considérée comme infinie

Comme nous l'avons mentionné dans la section précédente, nous sommes capables de savoir comment se comporte un réseau infini de cellules en étudiant une cellule finie et en appliquant les bonnes conditions aux frontières. Dans ce paragraphe, nous allons étudier une cellule du RLT présenté à la **Figure 2-5** et nous allons présenter les résultats de simulation obtenus en considérant un réseau infini de cellules selon les directions z et y .

2.2.1.1 Présentation de la cellule unique

La cellule est un parallélépipède ayant une profondeur de $L \approx 157\text{mm}$. À l'intérieur du parallélépipède, le RLT est composé de 2 conducteurs placés l'un au dessous de l'autre et

séparés par une distance $d = 2\text{mm}$. Les rubans conducteurs ont une largeur de $w = 1.257\text{mm}$. Les rubans sont supposés parfaitement conducteurs et infiniment minces. Cette ligne de transmission est évasée sur chaque bout pour opérer comme une antenne et ainsi effectuer la transition entre la propagation libre dans l'air et la propagation guidée dans le RLT. La largeur du parallélépipède est de $l = 8\text{mm}$ et la hauteur est de $h = 12.73\text{mm}$.



Légende :

L = Profondeur de la cellule (mm)

l = Largeur de la cellule (mm)

h = Hauteur de la cellule (mm)

c = Profondeur des objets à masquer (mm)

w = Largeur des lignes de transmission (mm)

d = Distance entre les 2 étages de lignes de transmission (mm)

a = Demie-largeur des objets à masquer (mm)

b = Distance entre les lignes et les objets à masquer (mm)

Figure 2-7 Cellule unique du ME adapté à une membrure d'antenne a) Vue de face b) Vue de dessus

De chaque côté de la ligne de transmission, on a des objets métalliques que l'on veut masquer pour observer l'effet du RLT. Les objets ont une largeur $2a = 2.8\text{mm}$, une profondeur $c = 120\text{mm}$ et une hauteur égale à celle de la tranche verticale ($h = 12.73\text{mm}$). La distance entre les lignes de transmission et les objets à masquer est $b = 1.9715\text{mm}$. Toutes ces dimensions ont été choisies selon les mêmes critères que le modèle présenté dans [15]. Néanmoins, la valeur de b a été trouvée par optimisation pour obtenir la meilleure transmission de signal possible.

La surface du haut et la surface du bas du volume simulé sont définies comme étant des murs électriques tandis que les surfaces de côté sont définies comme des murs magnétiques. Ces choix sont possibles car nous avons que le champ électrique de l'onde incidente est polarisé dans la direction z et que l'onde se propage selon de l'axe x . Dans le cas où la direction de propagation ne serait pas perpendiculaire à z , il faudrait remplacer ces conditions de murs électrique et magnétique par des conditions de type maître-esclave avec une relation de phase appropriée entre le maître et l'esclave pour simuler l'angle d'arrivée de l'onde incidente.

2.2.1.2 Présentation des résultats pour un réseau infini de la cellule unique

Nous allons présenter dans cette partie les résultats obtenus en simulant notre cellule élémentaire prise comme un élément d'une structure périodique infinie.

Le modèle est excité de la même façon que le modèle qui a été présenté en [15]. On peut voir la cellule représentée sous HFSS à la figure suivante :

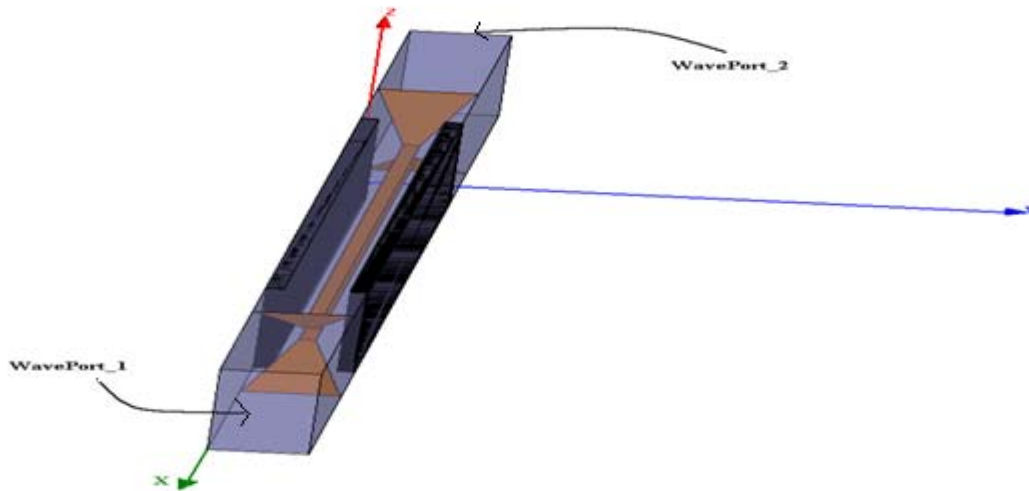
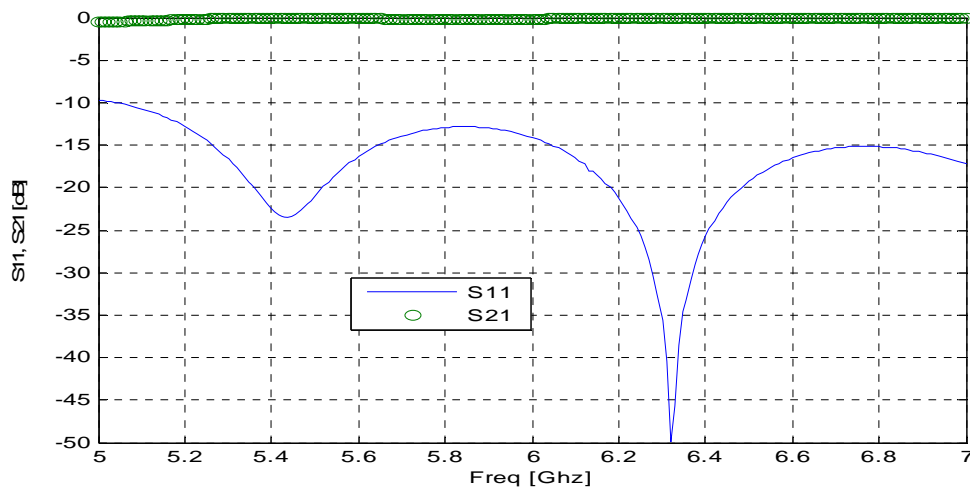
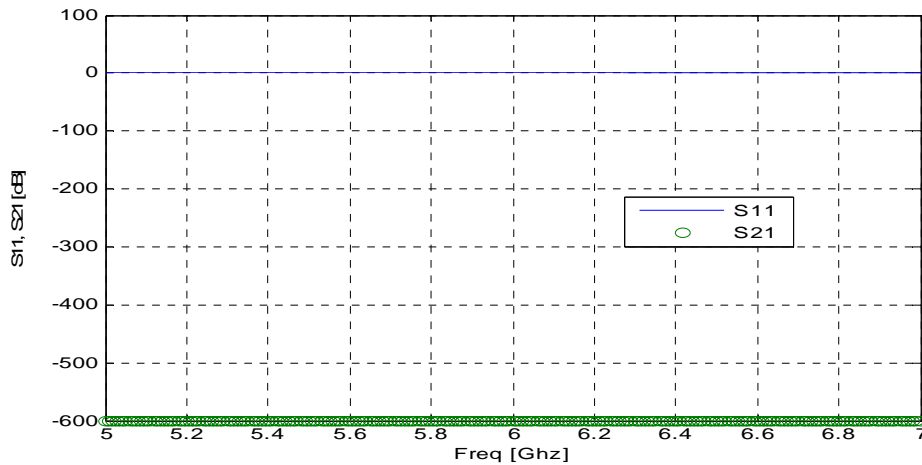


Figure 2-8 Représentation de la cellule unique considérée comme faisant partie d'un réseau infini

Dans les résultats qui suivent, nous présentons les coefficients de transmission et de réflexion de notre modèle. Toujours pour fin de comparaison, nous présenterons les résultats de la membrure avec RLT et de la membrure sans RLT. La plage de fréquence des résultats est de 5 GHz à 7 GHz.



(a)



(b)

Figure 2-9 Coefficient de réflexion (S11) et coefficient de transmission (S21) obtenu par simulation sous HFSS pour a) Membrane + RLT b) Membrane sans RLT

En comparant ces résultats à ceux qui ont été présentés à la section précédente, on note une certaine similitude. L'effet de l'insertion du RLT est très remarqué car on constate que dans le cas de la membrane sans RLT, tout le signal est réfléchi ($S_{11} \approx 0\text{dB}$) et rien n'est transmis ($S_{21} \approx -600\text{dB}$) pourtant dans le cas de la membrane avec le RLT, on a une transmission quasi-parfaite du signal ($S_{21} \approx 0\text{dB}$).

Ces résultats sur une structure considérée infinie nous suggèrent qu'il pourrait être possible de concevoir un modèle fini de membrane d'antenne qui nous permettrait d'éliminer le problème de blocage de signal souvent rencontré par ceux-ci dans l'espace. La différence dans le cas réel est que le nombre de cellules utilisées pour modéliser la membrane serait fini.

On peut voir la propagation des ondes à travers le modèle pour les deux cas (membrane d'antenne avec et sans RLT) à une fréquence de 5.5GHz à la **Figure 2-10**. Cette figure montre le champ électrique total sur la surface supérieure de la cellule élémentaire. On remarque que le champ est très faible dans la zone comprise entre les plaques métalliques, le flux de puissance étant essentiellement confiné entre les conducteurs de la ligne de transmission dans cet intervalle. L'onde incidente a une valeur de 2173.5 V/m. Cette valeur découle de la normalisation de la puissance dans le mode TEM excitant le port d'entrée.

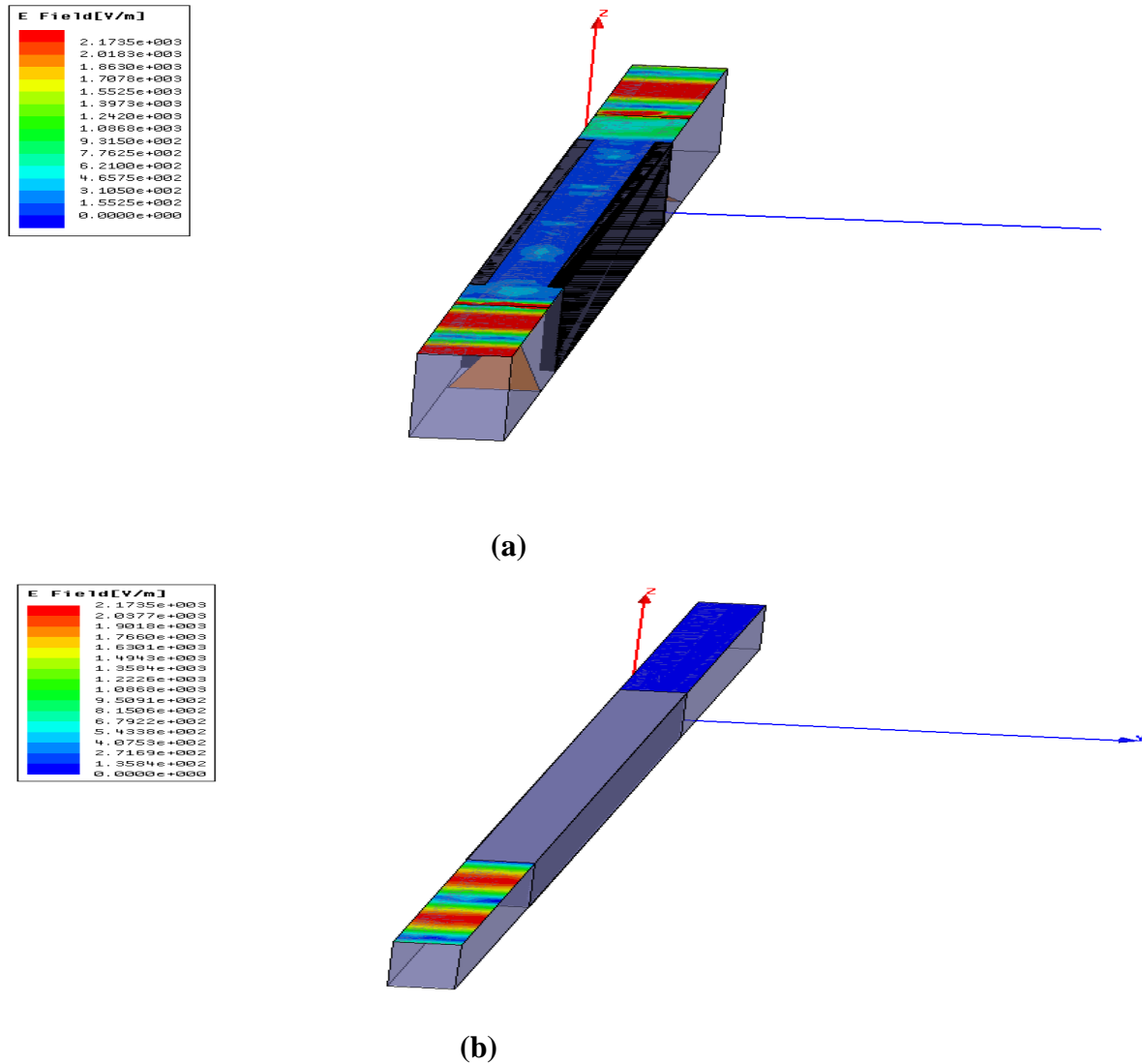


Figure 2-10 Champ électrique total sur la face supérieure de la cellule à une fréquence de 5.5GHz pour a) Membrane d'antenne + RLT b) Membrane d'antenne sans RLT

2.2.2 Modèle fini de support d'antenne avec RLT

Après avoir validé le fonctionnement du ME avec un modèle de membrure considéré infini en directions y et z , nous allons maintenant étudier le comportement d'un modèle comportant un nombre fini de cellules en direction y , donc plus représentatif d'une réelle membrure d'antenne. Il s'agira ici d'expliquer comment sera fait notre modèle et ensuite de présenter des résultats de simulation.

2.2.2.1 Présentation du modèle fini

Le modèle fini que nous présentons ici est une composition de cinq cellules identiques du modèle étudié dans la section précédente. Le choix du nombre de cellules est arbitraire. Les cellules sont adjacentes et disposées selon l'axe y . Sur chaque côté de l'objet à masquer, nous avons rajouté une ligne de transmission pour éviter que la paroi latérale de la membrure d'antenne soit exposée directement aux champs incidents. Sans ce rajout, il y aurait eu du métal court-circuitant le champ électrique sur les côtés du modèle et cela aurait pu causer certaines réflexions de signaux. L'ensemble au complet (RLT + plaques métalliques) est placé dans une boîte rectangulaire ayant une hauteur de 12.73mm, une profondeur de 380mm et une largeur de 200mm.

Le modèle est alimenté avec une onde plane incidente polarisée selon l'axe z et se propageant dans la direction inverse $-x$. Il faut noter que la raison principale pour laquelle nous n'étudions pas l'effet du RLT dans une membrure d'antenne avec une onde plane polarisée selon un autre axe que l'axe z (l'axe x par exemple), est que la membrure est en pratique longue selon l'axe z et elle est de taille réduite selon les autres axes (transverses). Il y a donc un maximum de diffusion par la membrure pour l'onde polarisée selon z et il s'agit donc du pire cas. C'est ce que l'on constate à la figure suivante où pour le cas d'une onde polarisée en z , on a de la diffusion à la fois sur les côtés et sur les bouts de la membrure. Tandis que pour le cas de l'onde polarisée en x , la diffusion est présente juste sur les bouts de la membrure.

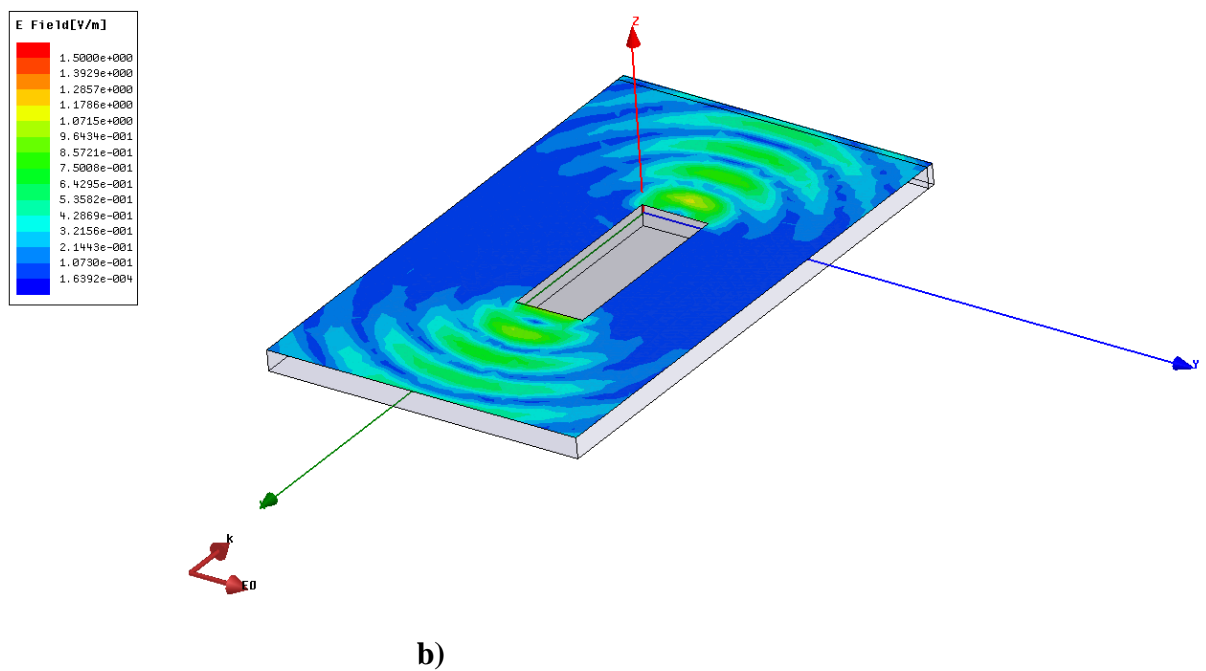
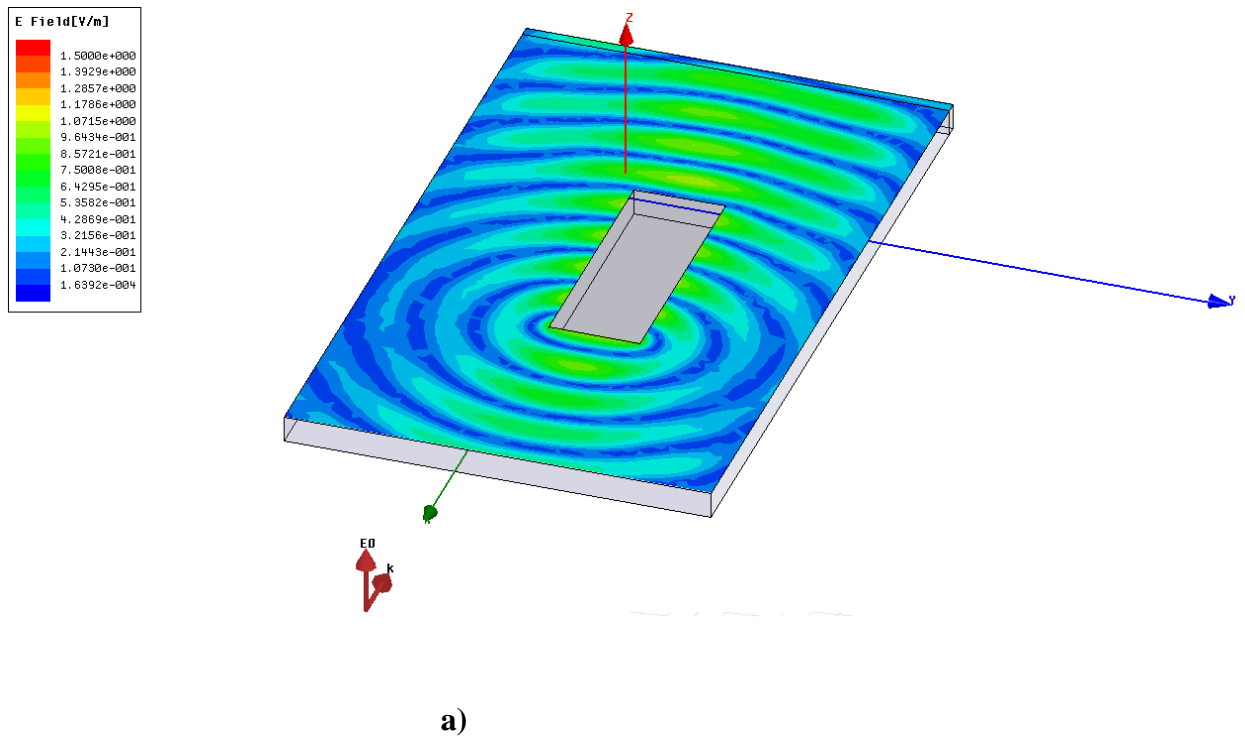


Figure 2-11 Représentation du champ diffusé sur une membrure d'antenne à 5.5GHz a) pour une onde polarisée en z b) pour une onde polarisée en x

Contrairement au cas de la cellule unique, le modèle est excité par une onde plane donc nous n'utiliserons pas des ports d'onde (WavePort). Le modèle sera donc fini selon l'axe y mais il restera infini selon l'axe z . Donc nous aurons des murs électriques sur les surfaces de haut et de bas de la boîte rectangulaire et nous aurons des murs de radiation sur les autres surfaces afin de simuler la propagation des champs diffusés dans l'espace libre.

Nous pouvons voir une représentation de ce modèle fini sous HFSS à la figure suivante :

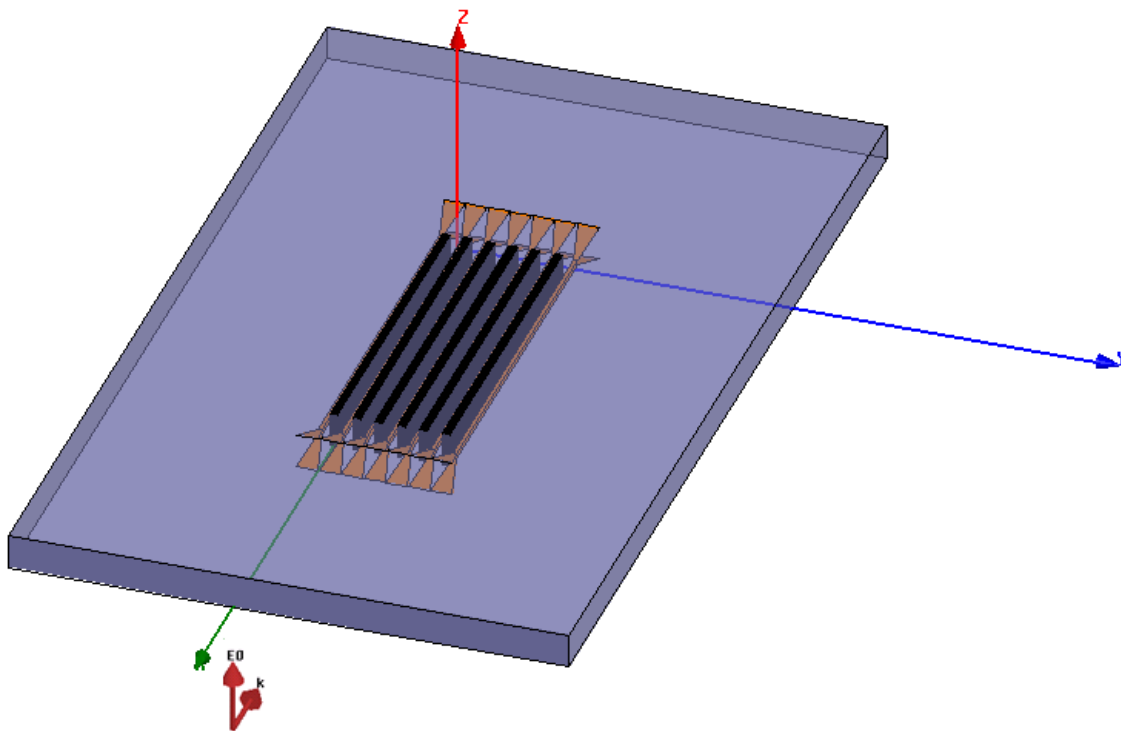


Figure 2-12 Représentation du modèle fini sous HFSS

2.2.2.2 Présentation des résultats du modèle fini

Dans cette partie, en plus de présenter les résultats de coefficient de réflexion et de transmission comme pour les autres cas, nous présenterons aussi les résultats de RCS (*Radar*

Cross Section) pour la réflexion ($\varphi = 0$ degré) et pour la transmission ($\varphi = 180$ degrés) pour mieux voir l'effet du ME sur le support d'antenne. Plus la valeur de RCS est petite, plus le support d'antenne est invisible aux ondes électromagnétiques incidentes. En réalité, le RCS est un indicateur du niveau de puissance diffusée par une surface donnée. Dans notre cas, nous avons une structure périodique qui est considérée comme infinie dans la direction z – il s'agit donc d'une structure à deux dimensions (2D). En 2D, la surface du diffuseur est infinie et donc la notion de RCS utilisée pour les objets 3D n'est pas applicable. Il faut dans ce cas remplacer la surface diffusante par la largeur diffusante (*echo width* ou EW). Par contre, lorsque le logiciel HFSS effectue les calculs de RCS, il considère notre structure comme étant finie en direction z , i.e. que la taille du diffuseur en direction z est considérée comme étant la période h de la structure périodique. De ce fait, les valeurs de RCS qui sont présentées dans ce mémoire ne sont pas tout à fait correctes. Elles nous permettent néanmoins de voir l'effet relatif de l'insertion du RLT dans la membrure d'antenne.

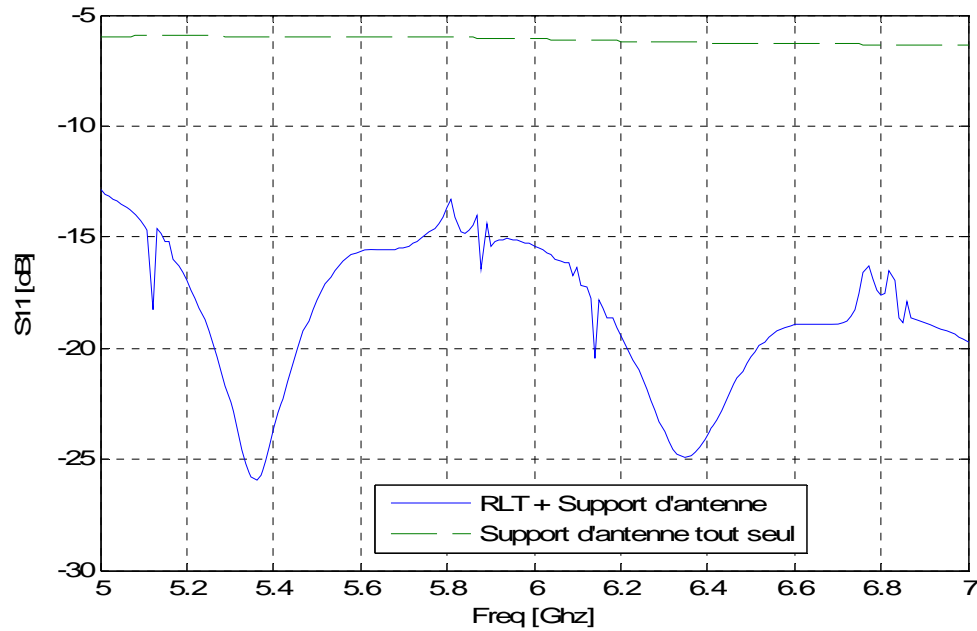
Puisque nous n'utilisons pas des ports d'ondes comme pour le cas du modèle infini selon y , les coefficients de réflexion et de transmission de l'onde plane devront être calculés à partir des champs diffusés calculés par le logiciel. La formule utilisée pour obtenir ces coefficients est la suivante :

$$Coef(dB) = 20 \times \log \left(\frac{\int E_z \cdot dS}{S} \right) \quad (1)$$

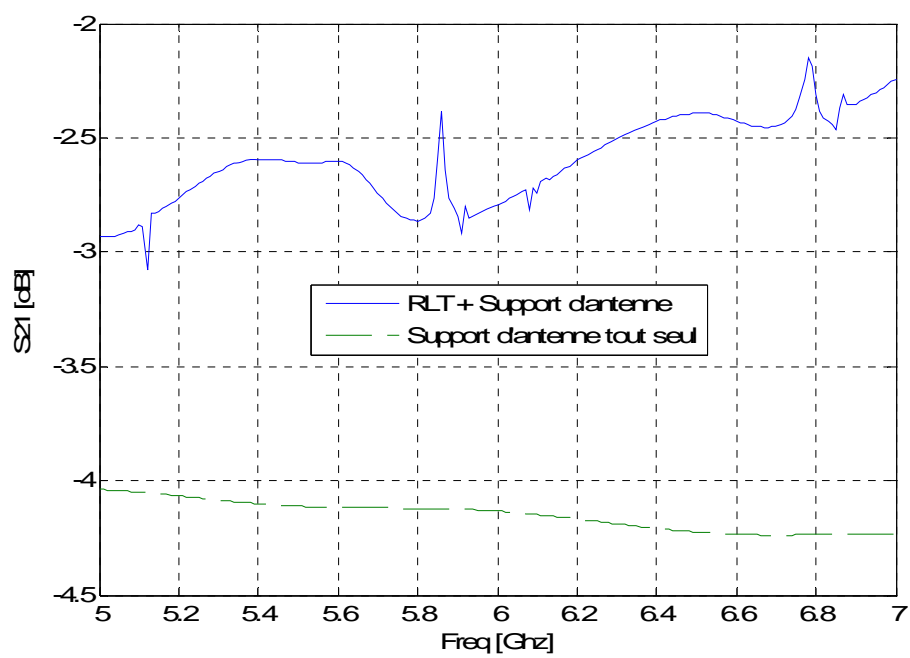
Dans cette formule, S représente la surface sur laquelle on intègre le champ et $Coef$ représente le coefficient de réflexion ou le coefficient de transmission selon la nature de S . Lorsque S correspond à la surface d'entrée de la boîte rectangulaire, $Coef$ correspond à S_{11} (réflexion) et le calcul sous HFSS est effectué en fonction du champ diffusé. Lorsque S correspond à la surface de sortie de la boîte, alors $Coef$ correspond à S_{21} (transmission) et le calcul cette fois est effectué en fonction du champ total (i.e. champ incident + champ diffusé) sous HFSS. Comme nous pouvons le constater dans cette formule, le champ utilisé pour calculer les coefficients est le champ en z car la polarisation utilisée est une polarisation verticale parallèle à l'axe de la membrure.

Quant aux valeurs de RCS du modèle, nous sommes capables de les obtenir directement avec le logiciel HFSS en définissant des murs de radiation aux frontières de la boîte rectangulaire et en utilisant le champ diffusé pour le calcul.

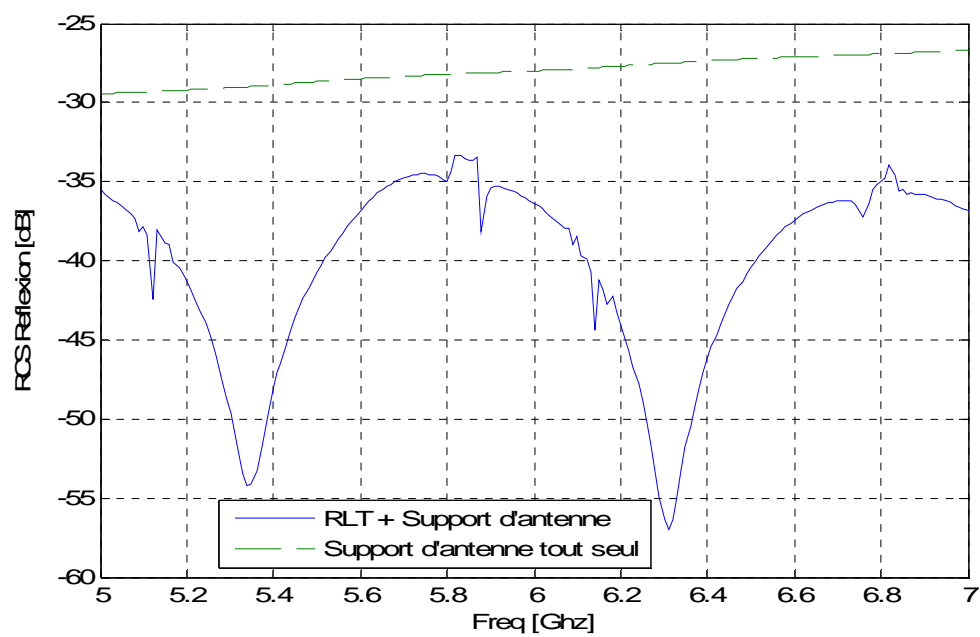
Comme pour les autres cas, nous comparerons les résultats du RLT + les objets métalliques avec ceux de l'objet métallique seul. On peut voir les résultats à la figure suivante :



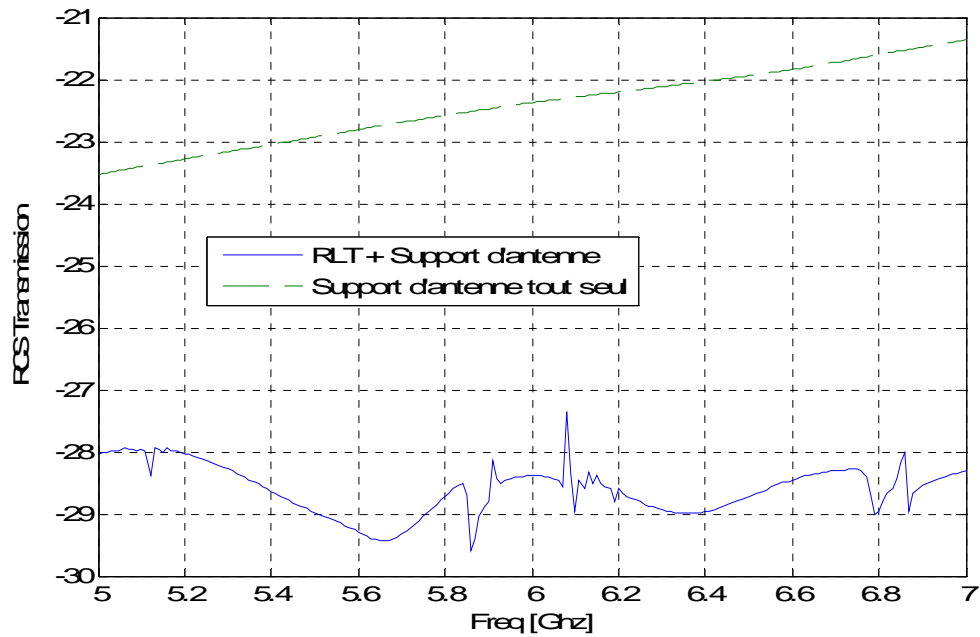
(a)



(b)



(c)



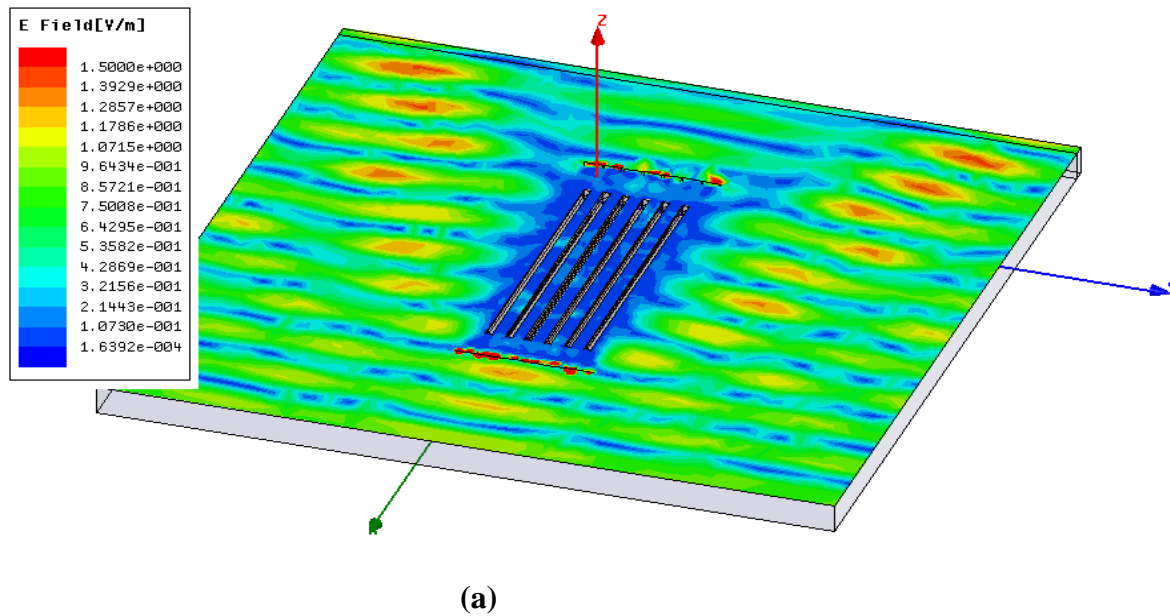
(d)

Figure 2-13 Résultats de simulation du modèle fini pour RLT + membrure d'antenne et membrure d'antenne seul a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission c) RCS en réflexion d) RCS en transmission

Comme on pouvait s'y attendre, le ME améliore la transmission du signal à travers le support d'antenne. Lorsqu'on regarde les résultats des coefficients de transmission et de réflexion, on remarque que pour le cas du RLT + support d'antenne, on a une transmission autour de -2.5dB et une réflexion bien inférieure à -10dB. Pour le cas du support d'antenne tout seul par contre, on a une perte d'environ 4dB dans la transmission et une réflexion qui tourne autour de -5dB. Normalement, les résultats de transmission devraient être pires que ce qui est présenté ici. Mais la surface d'intégration utilisée en (1) pour calculer le coefficient de transmission est large et donc le champ qui s'y trouve n'est pas uniquement composé du champ transmis comme on pourrait le croire. Une partie du champ incident s'y trouve aussi. Effectivement, une valeur de S_{21} qui tourne autour de -4dB comme on peut le voir sur ces résultats pour un champ traversant un bloc de métal est assez grande. Néanmoins, les résultats avec le RLT sont meilleurs. Ce que l'on peut bien confirmer avec les résultats de RCS que ce soit pour la transmission ou pour la réflexion. On

a moins de RCS (15 dB en moyenne pour la réflexion et 5dB en moyenne pour la transmission) dans le cas du support d'antenne avec le RLT que dans celui du support d'antenne sans RLT. Il est important de réaliser que malgré le fait que la membrure simulée soit composée de matériaux sans pertes nous ne devons pas nous attendre à obtenir $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$. En effet, la membrure diffusera une partie de la puissance incidente dans d'autres modes qui ne sont pas pris en compte par ces deux paramètres de répartition. Ceci sera démontré avec les cartes de champs discutés au prochain paragraphe.

On peut observer la propagation du champ à travers les modèles avec et sans RLT sur la figure suivante. Il s'agit d'une image à un temps fixe de l'amplitude du champ total se trouvant sur la surface supérieure de la boîte rectangulaire. Dans ces images, l'onde incidente est une onde plane d'amplitude 1 V/m se propageant dans la direction $-x$. La fréquence est de 5.5 GHz. On remarque un blocage très évident dans le cas sans RLT avec des ondes diffusées ce qui n'est pas le cas lorsque le RLT est présent car on note bien la bonne transmission du signal. Dans cette figure, on voit bien qu'une grande partie du champ incident se trouve sur la surface utilisée pour calculer les coefficients de transmission (face arrière de la boîte rectangulaire) comme nous l'avons mentionné plus haut.



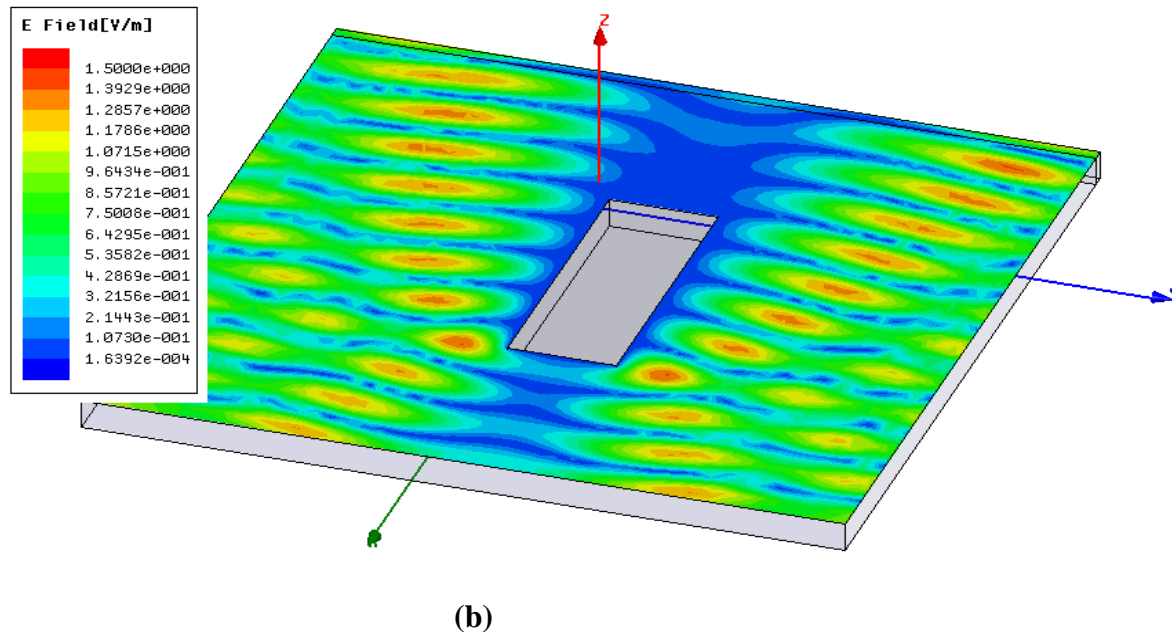


Figure 2-14 Propagation des ondes sur le modèle fini à une fréquence de 5.5GHz pour a) Membrane d'antenne + RLT b) Membrane d'antenne seule

Aussi, on remarque sur les résultats précédents (paramètres S et RCS) la présence de plusieurs pics très étroits. Ces pics sont causés par la taille finie de la membrane car si on regarde les résultats pour une membrane considérée comme infinie à la **Figure 2-9**, on ne note aucune présence de pics. Lorsque la structure est finie en largeur, les modes normaux résultant du couplage entre les lignes ont des longueurs d'onde légèrement différentes les uns des autres. Donc l'effet combiné de plusieurs modes peut donner lieu à des résonances localisées, un peu comme un filtre passe bande à ordre élevé. En simulant le ME avec une largeur plus petite (donc un nombre inférieur de cellules), on note que certains de ces pics disparaissaient.

2.3 ME avec RLT sur d'autres types de support d'antenne

Dans cette partie, nous allons étudier par simulation l'effet du ME avec RLT sur différentes sortes de membrure d'antenne et comparer les résultats avec ceux du modèle fini en forme de boîte rectangulaire que nous avons étudié à la section précédente qui sera considéré comme notre modèle de référence.

Le premier support d'antenne dans lequel nous allons insérer notre RLT sera un support d'antenne en forme de losange. Si nous utilisons cette forme particulière de membrure, c'est parce que sans RLT, c'est la forme qui présente le moins de blocage de signal sur une antenne. J.M. Fernandez l'a démontré en présentant les blocages de différentes formes de membrure d'antenne [25]. Pour fin de comparaison, nous imposerons une équivalence de rigidité mécanique, i.e. le support étudié en forme de losange aura le même moment d'inertie que le support en forme de boîte rectangulaire étudié plus haut.

Par la suite, nous allons appliquer le principe de surface dure sur notre modèle de support d'antenne c'est-à-dire que nous allons insérer notre RLT dans un support d'antenne en forme de rectangle comme pour le modèle d'origine mais en rajoutant des barres diélectriques sur le côté (voir section 1.1.3).

Pour finir, nous étudierons l'effet du RLT sur un support d'antenne creux pour s'assurer que le ME peut fonctionner sur des objets de formes quelconques.

2.3.1 ME avec RLT sur un support d'antenne en forme de losange

Les supports d'antenne en forme de losange sont reconnus pour présenter de bonnes performances en RCS.

2.3.1.1 Présentation du modèle

Les dimensions du support d'antenne peuvent être choisies afin que celui-ci ait le même moment d'inertie que le support d'antenne en forme de rectangle. On s'assure de la sorte que les

deux supports ont une équivalence mécanique (rigidité en flexion). Le moment d'inertie d'un rectangle est trouvé selon la relation suivante :

$$I_{\square} = \frac{L \times W^3}{12} \text{ avec,}$$

L étant la longueur du rectangle (longueur des lignes de transmission sans les antennes donc 120mm)

W étant la largeur du rectangle (5 fois la cellule unique donc 40mm)

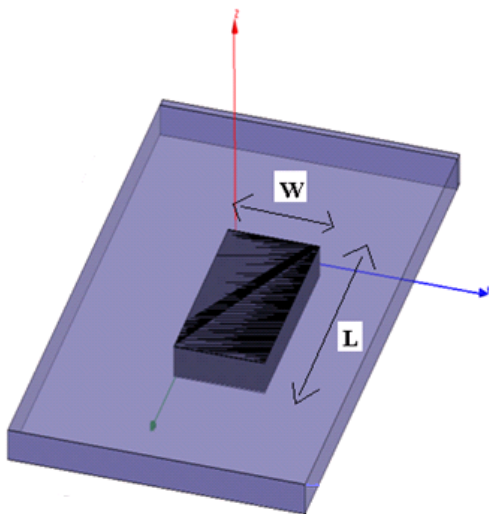
Pour un losange, le moment d'inertie est le suivant :

$$I_{\blacktriangle} = \frac{L' \times W'^3}{48} \text{ avec,}$$

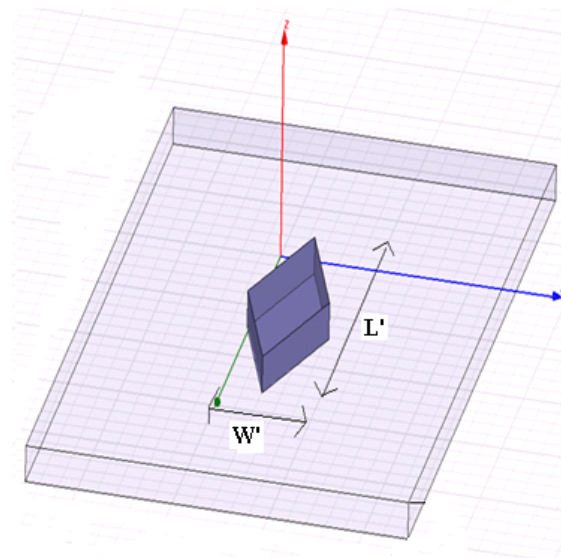
L' étant la longueur de la diagonale du losange

W' étant la largeur de la diagonale du losange

En égalisant les deux expressions et en gardant l'égalité $\frac{L}{W} = \frac{L'}{W'}$, on obtient $L' = 148.4\text{mm}$ et $W' = 53\text{mm}$.



a)



b)

Figure 2-15 Membrure d'antenne a) en forme de rectangle b) en forme de losange

La hauteur de la section simulée du support en forme de losange est la même que celle du support en forme de rectangle donc 12.73mm. Aussi, la boîte (volume de simulation) dans laquelle est le support en forme de losange a les mêmes dimensions que celle dans laquelle était le support en forme de rectangle (une hauteur de 12.73mm, une profondeur de 380mm et une largeur de 200mm).

Comme pour le cas de la membrure en forme de parallélépipède, l'ajout du RLT sur la membrure en forme de losange devrait normalement diminuer les problèmes de blocage causés cette dernière. L'ensemble est alimenté par une onde plane incidente exactement comme pour le cas du modèle fini et le RLT inséré ici est aussi le même que celui inséré dans le modèle d'origine c'est-à-dire 7 lignes de transmission se terminant par des antennes à leurs extrémités comme on peut le voir à la figure suivante. Les coefficients sont aussi calculés de la même façon que pour la membrure rectangulaire.

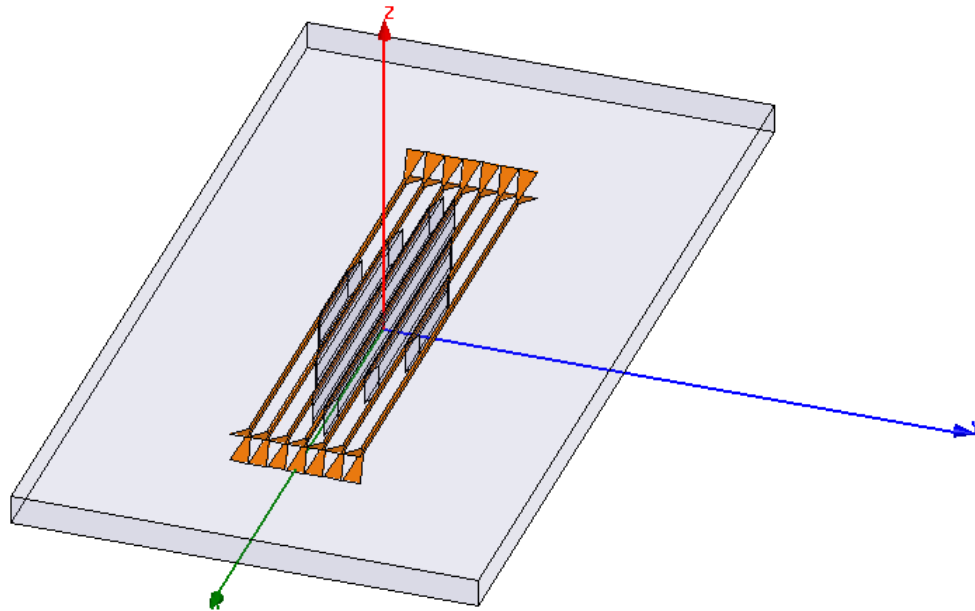
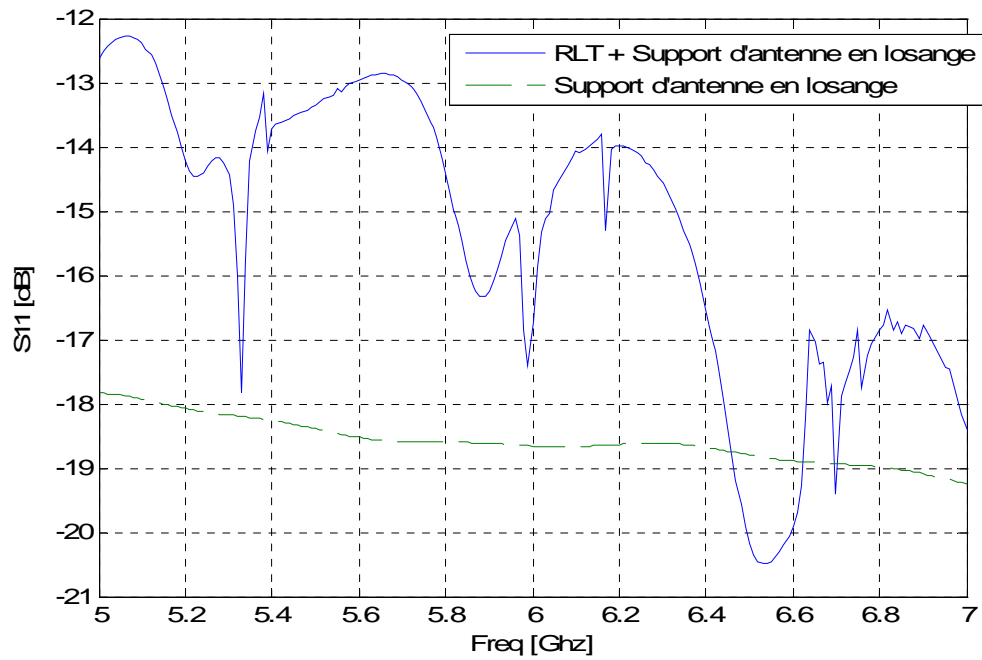


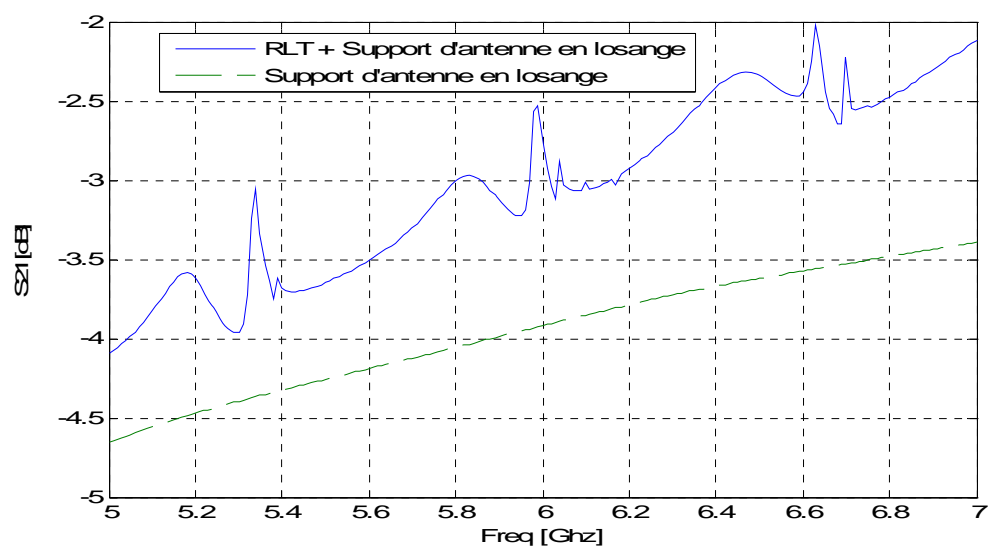
Figure 2-16 Représentation sous HFSS du modèle de membrure d'antenne en forme de losange + RLT

2.3.1.2 Présentation de résultats

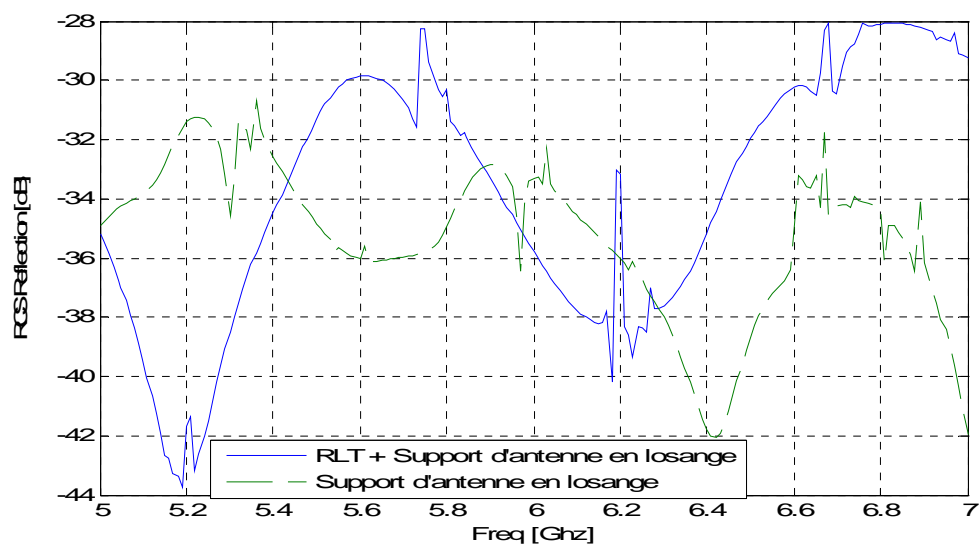
Tout comme dans le cas du modèle d'origine, les résultats que nous allons présenter seront les coefficients de réflexion et de transmission du modèle ainsi que son RCS en réflexion et en transmission.



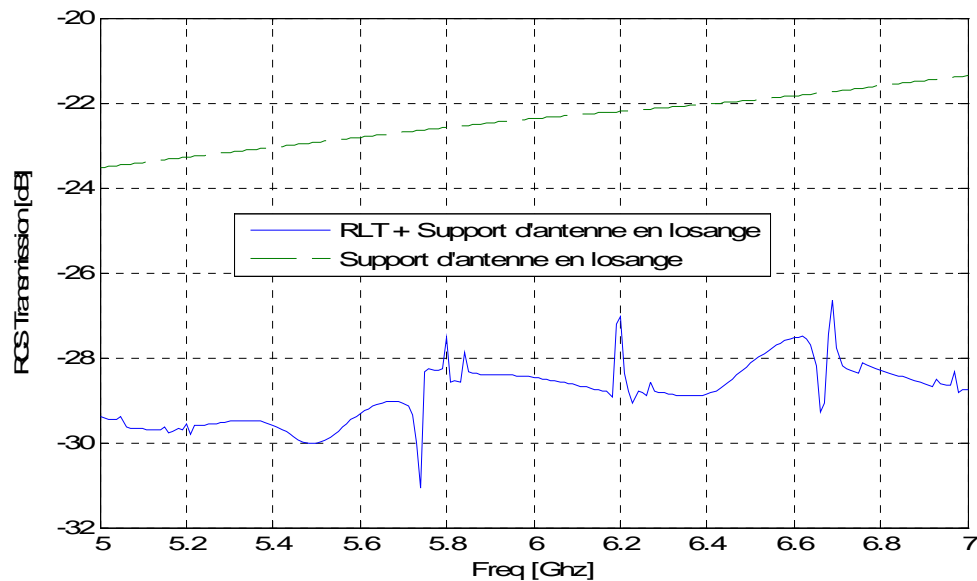
(a)



(b)



(c)



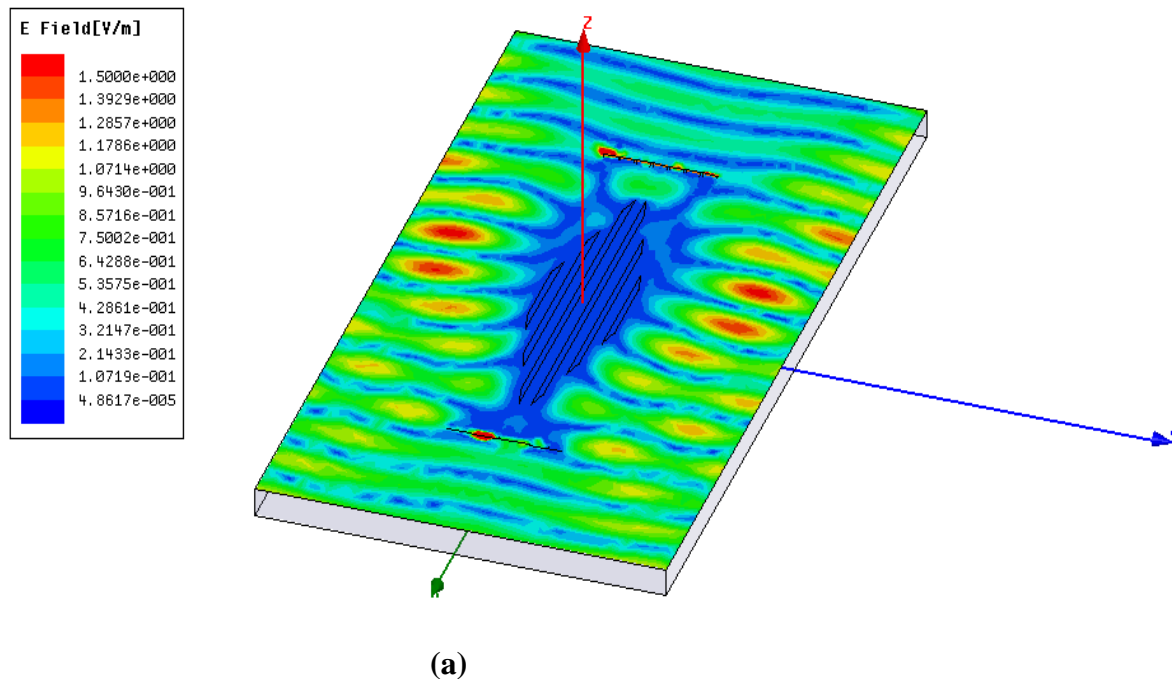
(d)

Figure 2-17 Résultats de simulation du modèle en forme de losange pour RLT + membrure d'antenne et membrure d'antenne seule a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission c) RCS en réflexion d) RCS en transmission

La première chose que l'on remarque d'après ces résultats est qu'il y'a moins de réflexion dans le cas de la membrure d'antenne seule que dans le cas du RLT dans la membrure. En effet, le coefficient de réflexion du support d'antenne tout seul est moins élevé que celui du support avec le RLT et le RCS en réflexion du support d'antenne avec le RLT est en moyenne plus élevé que celui du support tout seul. Comme nous l'avons mentionné au début de cette section, la forme de losange du support d'antenne lui permet d'éliminer beaucoup de réflexion du signal. En rajoutant le RLT, les petites antennes des lignes de transmission viennent plutôt rajouter de la réflexion. C'est donc différent du cas d'une membrure d'antenne en forme de rectangle où le RLT va plus tôt diminuer la réflexion. Au niveau de la transmission par contre, le support d'antenne avec le RLT a de meilleurs résultats. On observe une amélioration d'environ 1dB entre le coefficient de transmission du support tout seul et le support avec le RLT. Pour le RCS en transmission, le RCS du support tout seul est plus élevé de 4dB ou plus que pour le support avec RLT. Puisque notre objectif est d'améliorer la transmission du signal à travers le support d'antenne, on peut conclure que le RLT améliore les résultats sur le support d'antenne en forme de losange.

En comparant les résultats de la membrure en forme de rectangle (**Figure 2-13**) et la membrure en forme de losange (**Figure 2-17**), on remarque sans surprise que lorsqu'on ne rajoute pas de RLT, la membrure en forme de losange a de meilleurs résultats que celle rectangulaire. Par contre, lorsqu'on rajoute le RLT au support rectangulaire, il est meilleur que celui du support en forme de losange avec ou sans RLT que ce soit au niveau de la transmission ou de la réflexion.

On peut voir la propagation des ondes sur le modèle avec et sans RLT à la **Figure 2-18**. Comme pour le cas de la membrure d'antenne en forme de rectangle, on remarque clairement l'amélioration de la transmission du signal due à l'insertion du RLT. Sans le RLT, le signal se transmet autour de la membrure comme on peut le voir mais avec le rajout du RLT, le signal se transmet à travers la membrure.



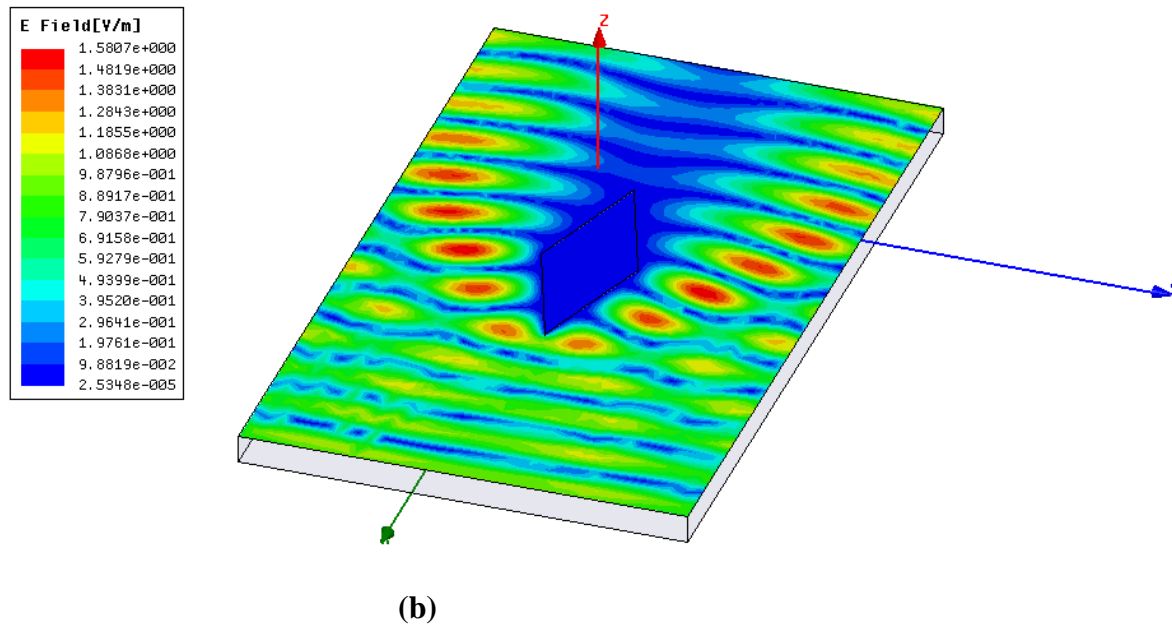


Figure 2-18 Propagation des ondes sur le modèle en forme de losange à une fréquence de 5.5GHz pour a) membrure d'antenne + RLT b) membrure d'antenne seule

2.3.2 ME avec RLT sur un support d'antenne avec surfaces dures

À présent, nous allons étudier le jumelage de deux types de ME : le ME à base d'un RLT et le ME à base de surfaces dures.

Comme nous l'avons mentionné dans [18-19], en rajoutant des barres diélectriques sur les côtés d'un support d'antenne métallique, nous sommes capables de diminuer l'effet de perte de signal causé par ce dernier dans une plage de fréquence précise. Ainsi, en jumelant cette technique de masque avec celle d'un masque avec RLT, il est fortement possible d'améliorer, au moins dans une certaine plage de fréquence, la transmission des ondes électromagnétiques à travers un support d'antenne.

2.3.2.1 Présentation du modèle

Le modèle à étudier ici est exactement le même (même forme et mêmes dimensions) que le modèle d'origine (modèle fini en forme de rectangle). Tout ce qui change ce sont les bandes de

diélectrique qui sont rajoutées sur les côtés qui remplacent les lignes de transmission qui étaient à cette position. On peut voir une représentation du modèle simulé sous HFSS à la **Figure 2-19**.

La profondeur et la hauteur des bandes diélectriques sont les mêmes que celle du support d'antenne donc respectivement 120mm et 12.73mm. Pour l'épaisseur des bandes, elle est déterminée en fonction de la constante diélectrique du matériel diélectrique utilisé selon la formule suivante tirée de [19] :

$$d = \frac{\lambda}{\left(4 \times \sqrt{(\epsilon_r - 1)}\right)} \quad (2)$$

d = épaisseur de la bande diélectrique (m)

ϵ_r = permittivité relative du diélectrique

Les bandes diélectriques se comportent comme des guides d'ondes et le choix de l'épaisseur obtenue par (2) fait en sorte que :

- Les ondes guidées ont une vitesse de phase égale à celle des ondes incidentes en direction x ;
- Le rapport E_z/H_y qui est nul à la surface métallique de l'objet à masquer est transformé en une impédance de 377Ω , soit l'impédance caractéristique de l'onde plane, à la surface externe de la bande de diélectrique.

Dans [19], les surfaces dures sont constituées non seulement avec des bandes diélectriques pour supporter le champ tangentiel ($\frac{\partial E_t}{\partial n} = 0$) mais aussi avec du métal pour supporter le champ normal ($\frac{\partial E_n}{\partial n} = 0$). Dans ce mémoire, nous nous intéressons juste au champ incident parallèle à l'axe de la membrure (champ tangentiel). C'est pour cette raison que nous utilisons juste des bandes diélectriques pour constituer nos surfaces dures.

Le diélectrique que nous avons utilisé est le diélectrique *RO4000 series high frequency circuit materials* de la compagnie ROGERS CORPORATION qui a une permittivité relative de 3.85. On obtient donc une épaisseur de 8.07mm pour une fréquence de 5.5GHz. Le modèle est alimenté par une onde plane incidente se propageant dans la direction $-x$ et polarisée en z comme pour les cas précédents. Comme nous l'avons vu à la section précédente, pour un support rectangulaire, les petites antennes situées à l'avant du modèle servent à capter l'onde incidente avant qu'elle atteigne la surface frontale du support. Par contre elles ne peuvent empêcher le champ électrique de l'onde d'atteindre les surfaces métalliques latérales du support. L'ajout de surfaces dures sur les surfaces latérales vise à remédier à ce problème.

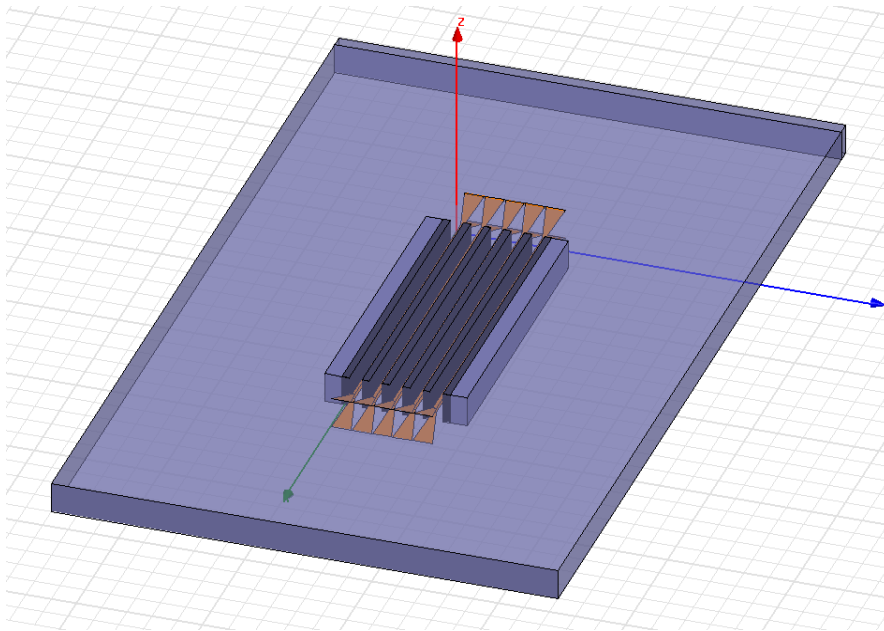
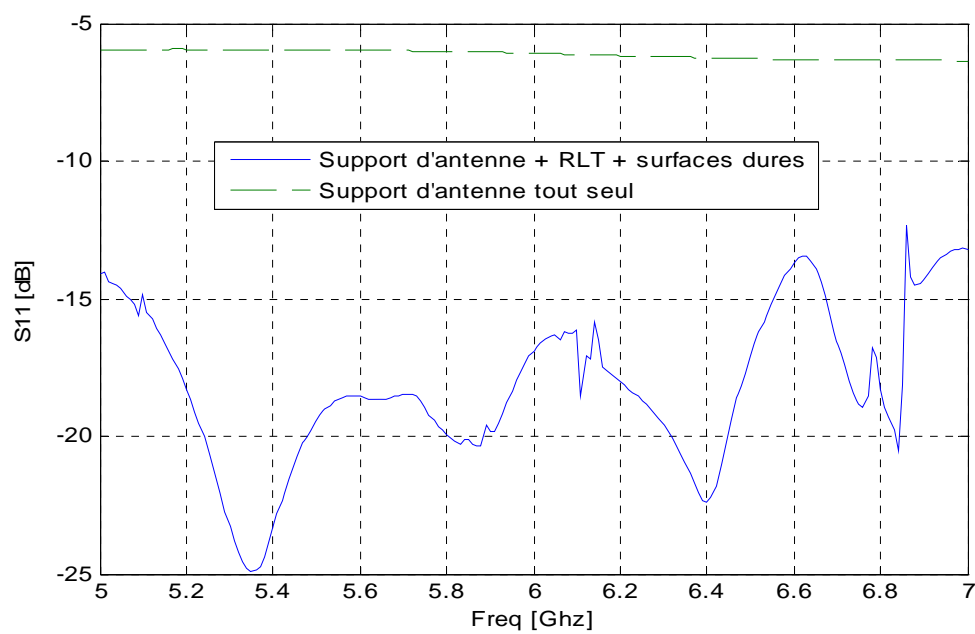


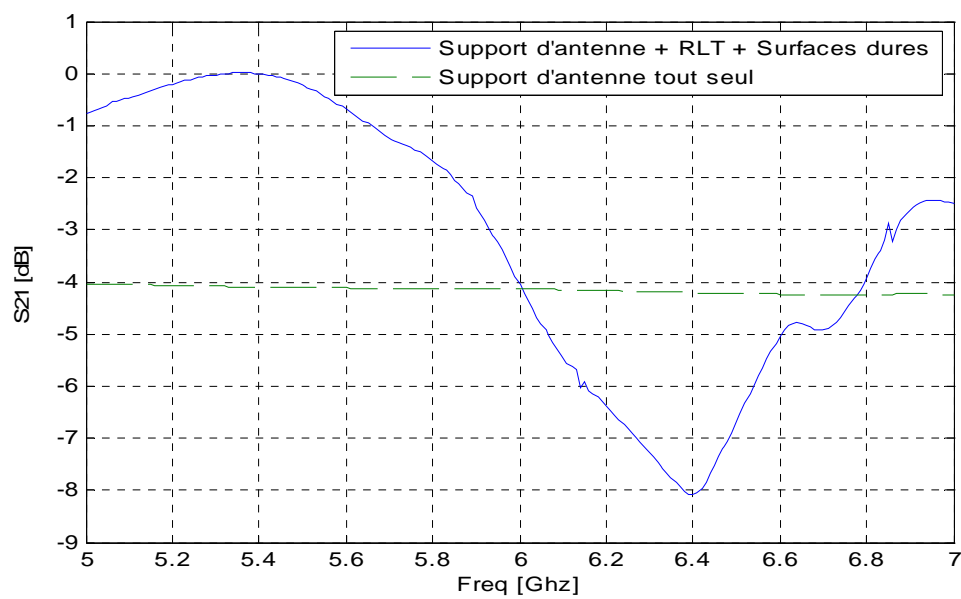
Figure 2-19 Représentation sous HFSS du modèle de ME avec RLT et avec surfaces dures

2.3.2.2 Présentation de résultats

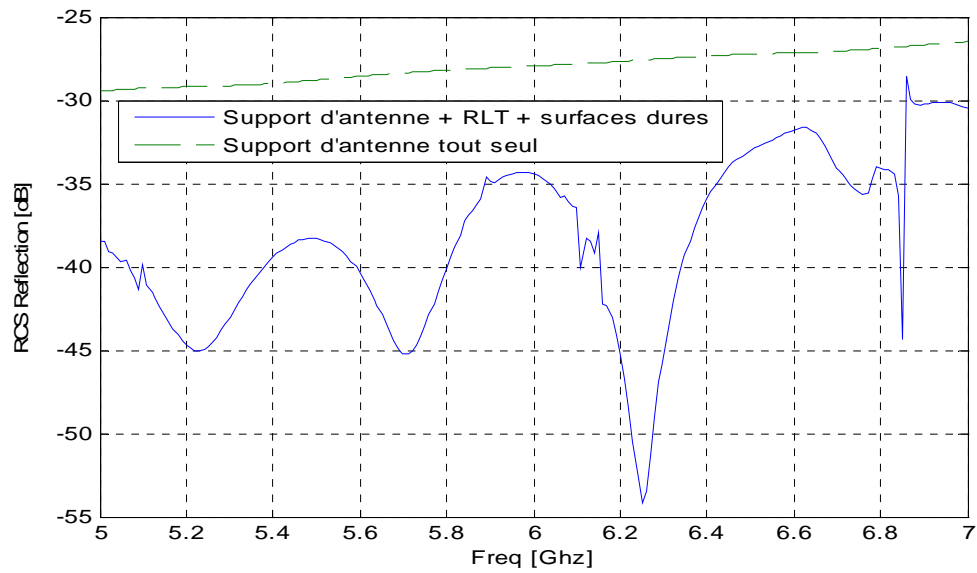
Une fois de plus, nous présenterons les résultats de coefficient de réflexion, de coefficient de transmission, de RCS en réflexion et de RCS en transmission pour le cas du support d'antenne avec RLT et surfaces dures et pour le cas du support d'antenne tout seul.



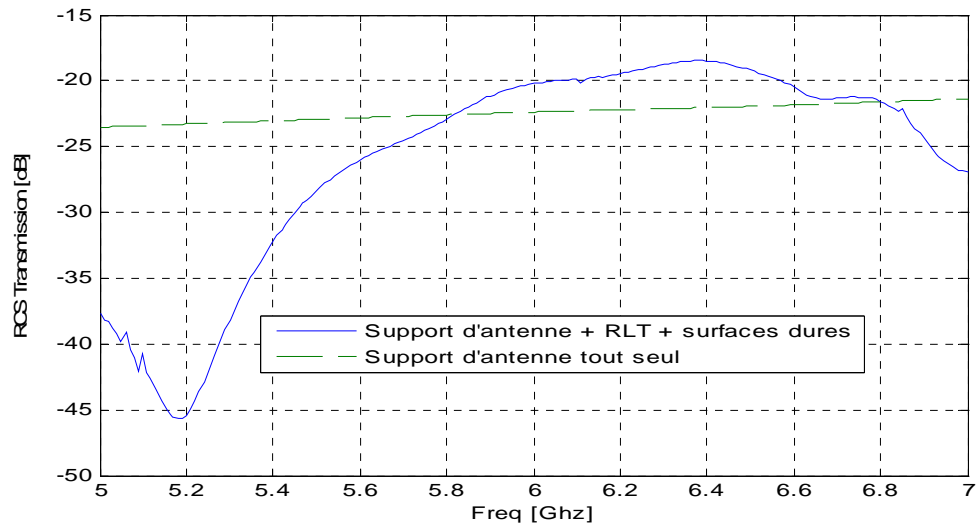
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 2-20 Résultats de simulation du modèle avec RLT + surfaces dure + membrure d'antenne et membrure d'antenne seule a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission c) RCS en réflexion d) RCS en transmission

Lorsqu'on regarde les coefficients de transmission et les RCS en transmission, on remarque qu'autour de 5.3 GHz (la fréquence de design était de 5.5GHz), la transmission est quasiment parfaite avec une valeur de S_{21} sensiblement égale à 0dB.

NB : En fait le coefficient de transmission dépasse très légèrement le seuil maximum de 0 dB. Ceci est dû à la largeur limitée de la surface d'intégration utilisée pour calculer les paramètres S. Pour la réflexion, l'effet est quasiment le même que pour le modèle fini sans les surfaces dures. Donc l'ajout des bandes diélectriques ne changent pas grand-chose au niveau de la réflexion. Comme on pouvait s'y attendre, les surfaces dures améliorent la transmission du signal seulement dans une certaine largeur de bande (environ 800 MHz, i.e. 15%) mais les résultats dans cette plage de fréquence sont tout de même très satisfaisants (transmission quasi-parfaite).

La figure suivante nous montre la propagation des ondes électromagnétiques à travers le modèle de ME avec RLT et surfaces dures à une fréquence de 5.5GHz où on pourra remarquer que la transmission du signal s'effectue comme s'il n'y avait pas de support d'antenne donc comme si le support était invisible aux ondes.

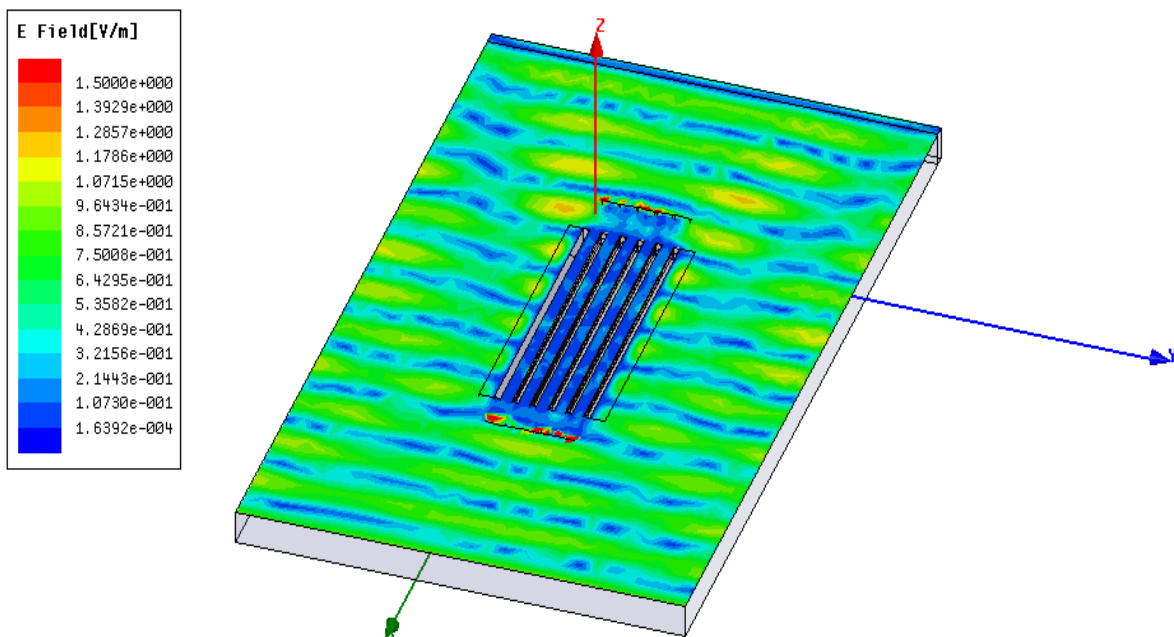


Figure 2-21 Propagation des ondes sur le modèle de ME avec RLT et surfaces dures à une fréquence de 5.5GHz

2.3.3 ME avec RLT sur un support d'antenne creux

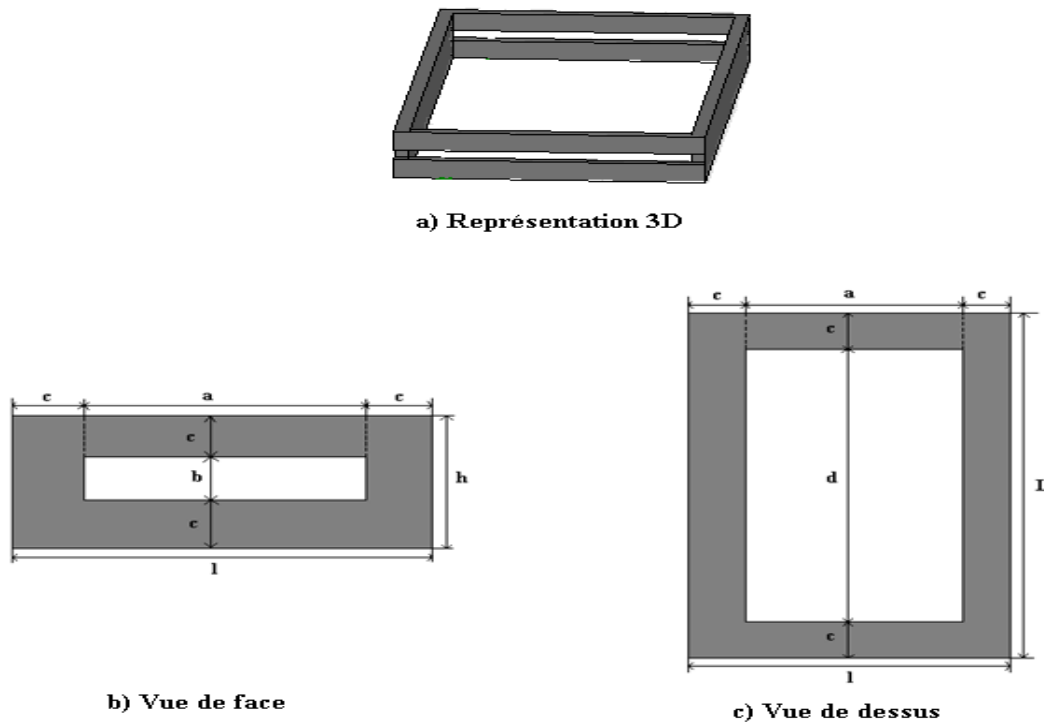
Nous allons maintenant étudier l'effet du ME sur un support d'antenne creux. Ceci nous permettra d'une part de vérifier si le ME peut masquer n'importe quel objet aux ondes électromagnétiques. D'autre part, un support d'antenne creux a une masse moins importante qu'un support plein donc si le ME fonctionne sur un support creux, on peut limiter la conception des supports d'antennes en des supports creux pour économiser sur le poids de l'antenne, ce qui est un facteur important sur un satellite. Aussi, les supports creux ont l'avantage de procurer plus de rigidité par rapport aux supports pleins.

2.3.3.1 Présentation du modèle

Le modèle à l'étude est un support d'antenne creux en forme de boîte rectangulaire. La hauteur simulée du support (h), correspondant à la période selon z de la structure périodique infinie, est de 12.73mm comme pour tous les autres cas. Les dimensions du creux dépendent de celles du RLT. Il a une épaisseur (a) de 59mm et une profondeur (d) de 120mm (profondeur des lignes de transmission). Pour permettre aux lignes de transmission de passer à travers la membrure, les surfaces avant et arrière de celle-ci ont des trous d'une hauteur (b) de 2.73mm et une largeur (a) de 59mm. L'épaisseur de la paroi métallique (c) est de 2.8mm comme pour les cas précédents. Ce qui nous donne une profondeur (L) de 125.6mm et une largeur (l) de 64.6mm. La **Figure 2-22** montre une représentation du modèle avec les dimensions.

Le RLT est le même que celui utilisé pour les autres cas. La **Figure 2-23** montre le modèle de support d'antenne creux avec RLT. Le support est alimenté de la même façon que les modèles précédents donc une onde plane incidente polarisée en z et se propageant dans la direction $-x$. Notons que l'intérieur du support forme une cavité propice à l'excitation de résonances. Dans les simulations qui suivent, aucun effort n'a été fait pour amortir ces résonances, par exemple par l'ajout de matière absorbante dans la cavité. En première approximation, on pourrait donc s'attendre à observer des perturbations des résultats dues aux résonances arrivant aux fréquences de coupure des modes guidés dans le guide rectangulaire. Afin que le RLT puisse traverser la membrure, des fentes sont pratiquées sur cette dernière, sur les faces avant et arrière. La présence de fentes sur les empêche les modes ayant du courant dans la direction z sur les parois avant et arrière de se propager. En plus, la présence du RLT

essentiellement métallique à l'intérieur empêcherait les modes qui ont une composante de champ électrique selon x d'être excités. Il découle de ces deux contraintes que seuls les modes TE_{m0} pourraient se propager, où m représente la variation associée à la direction x . Dans le cas d'un guide idéal (i.e. sans fente et sans RLT) qui aurait une profondeur de 120mm, on s'attendrait à des fréquences de coupure de $m \times 1.25\text{GHz}$ pour ces modes.



Légende :

L = Profondeur de la membrure (mm)

l = Largeur de la membrure (mm)

h = Hauteur de la membrure (mm)

a = Épaisseur du creux (mm)

b = Hauteur du creux (mm)

c = Épaisseur de la paroi métallique (mm)

d = Profondeur du creux (mm)

Figure 2-22 Représentation du modèle de la membrure d'antenne creuse avec les dimensions

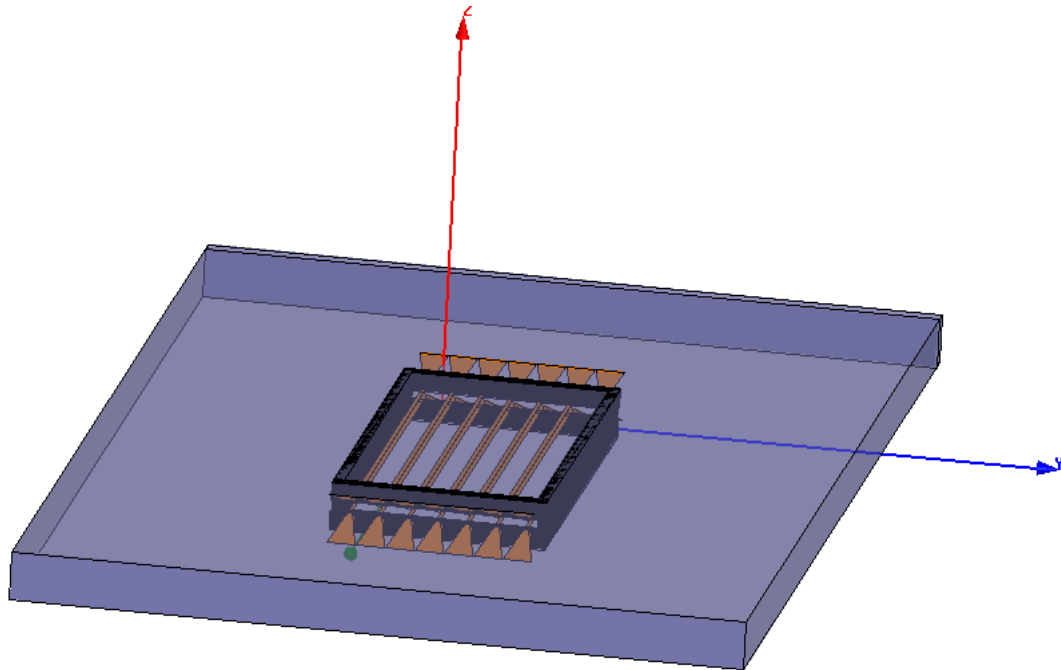
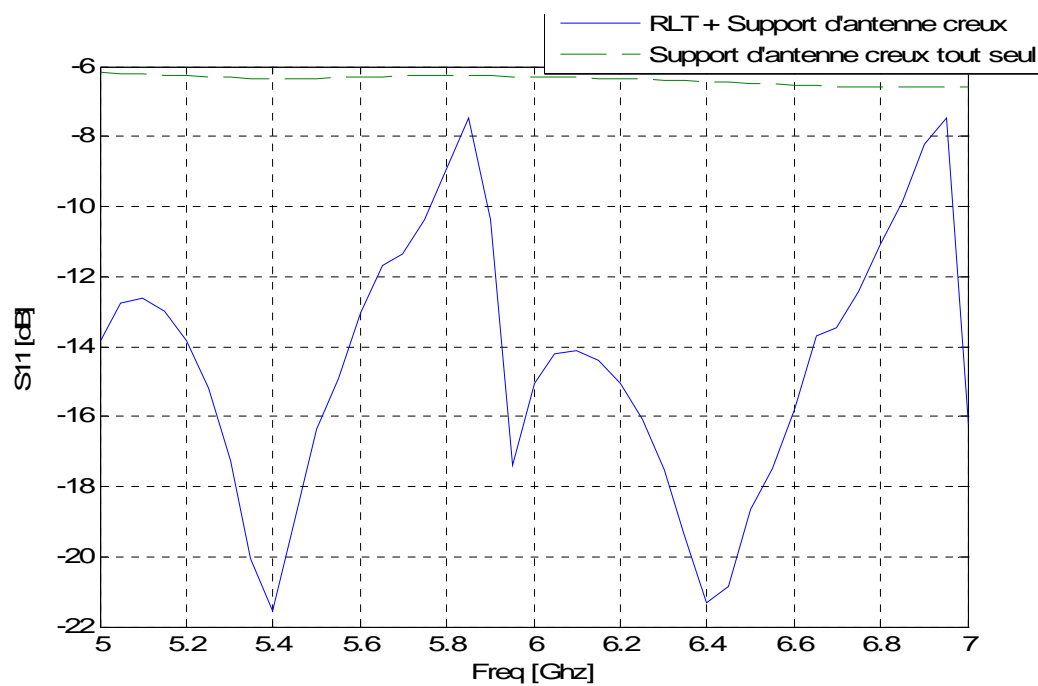


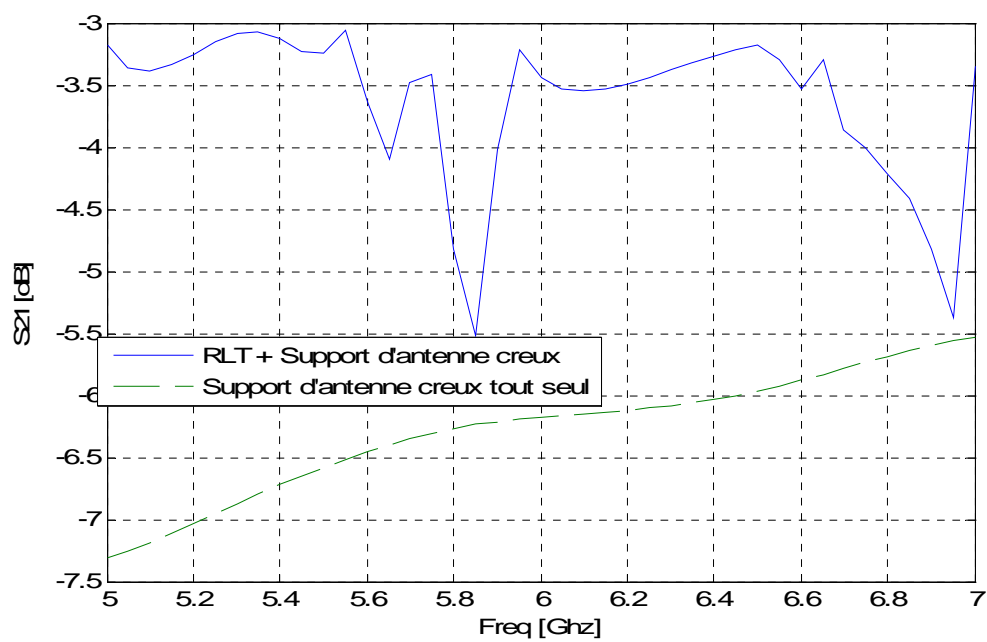
Figure 2-23 Représentation sous HFSS du modèle de la membrure d'antenne creuse avec RLT

2.3.3.2 Présentation des résultats

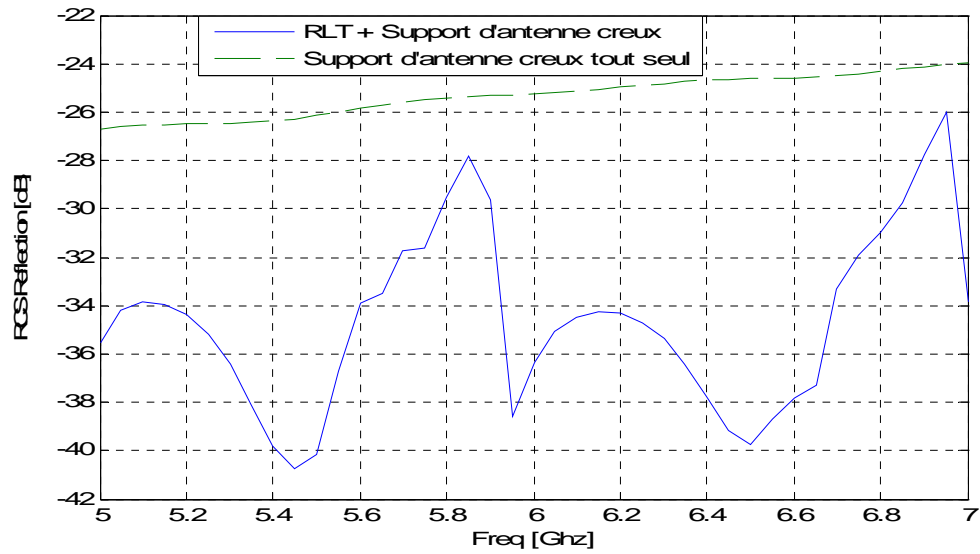
Comme pour les cas précédents, les résultats présentés sont les coefficients de transmission, de réflexion, les RCS de transmission et de réflexion pour le support d'antenne avec et sans RLT.



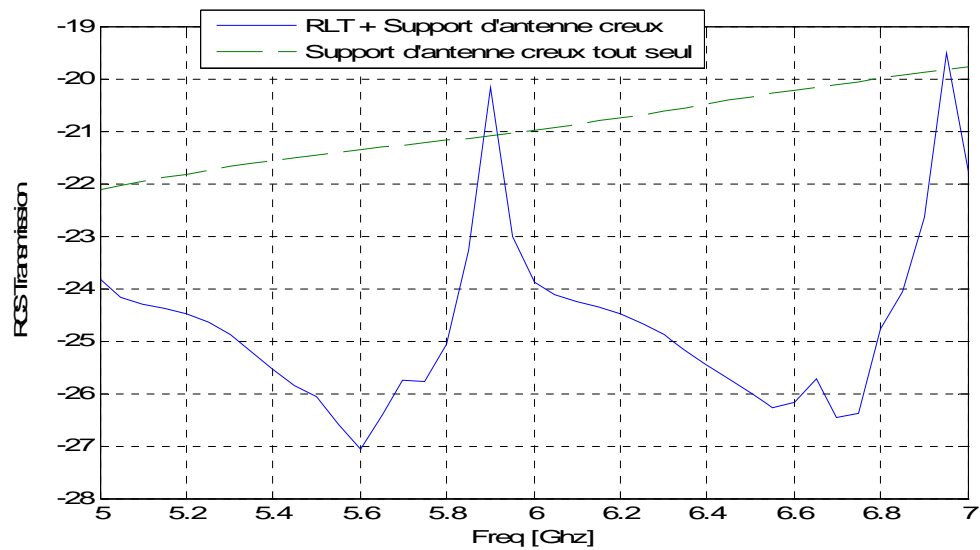
(a)



(b)



(c)



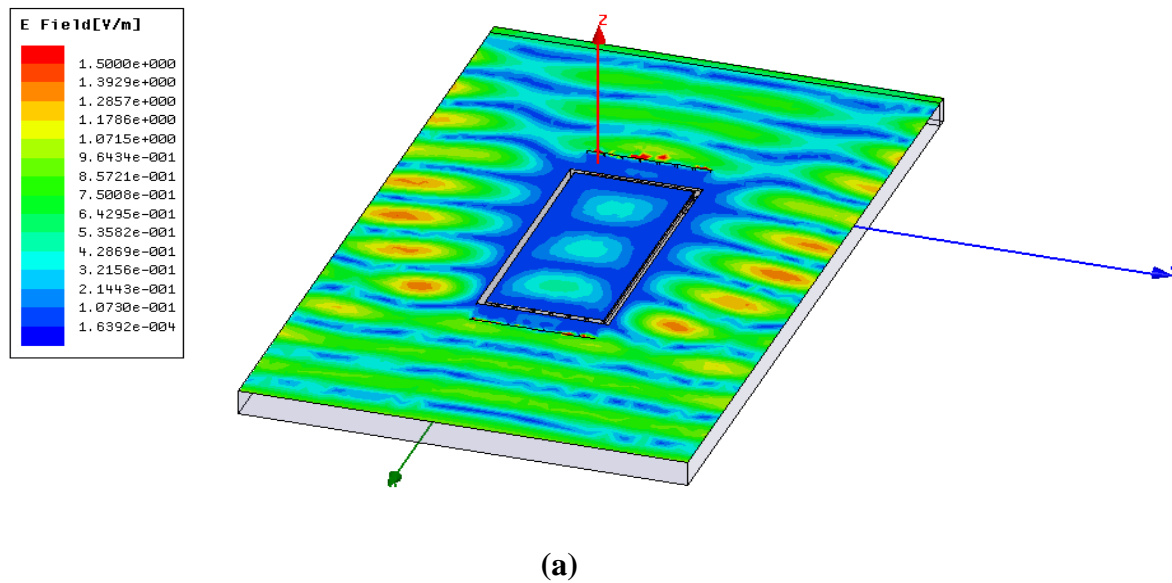
(d)

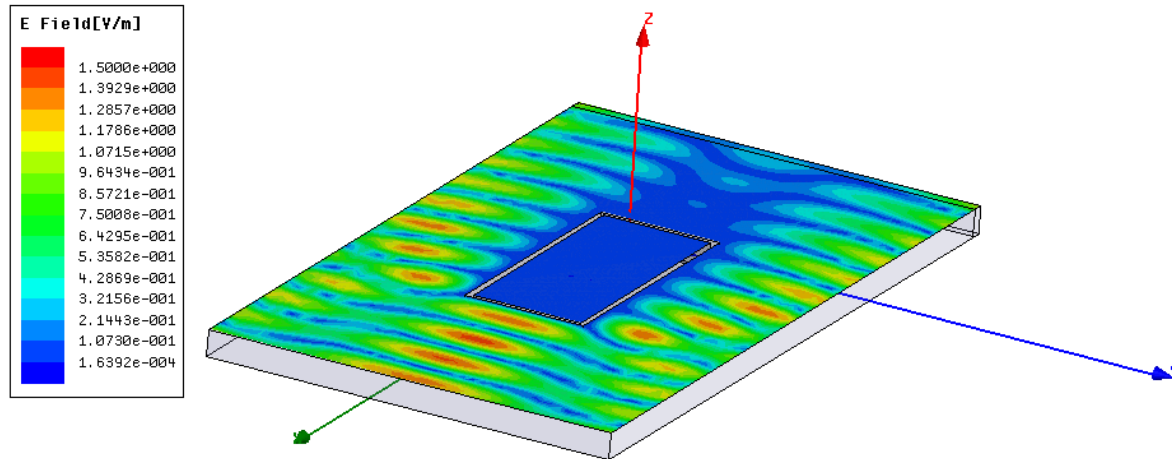
Figure 2-24 Résultats de simulation du modèle de la membrure d'antenne creuse + RLT et membrure d'antenne creuse a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission c) RCS en réflexion d) RCS en transmission

Comme on peut le constater d'après ces résultats, le support d'antenne creux avec le RLT est meilleur que celui du support d'antenne creux tout seul. On a une différence moyenne entre les

deux cas d'environ 4dB au niveau de la transmission (S_{21} et RCS transmission) et d'environ 10dB pour la réflexion (S_{11} et RCS réflexion). Cependant, on observe tout de même un phénomène de résonance à certaines fréquences (environ 5.8GHz et 6.8GHz) où l'effet bénéfique du RLT ne se fait pas ressentir. Il est possible que ces résonances soient associées aux fréquences de coupure des modes TE_{m0} comme indiqué plus haut. Pour une guide idéal on aurait des fréquences de coupure de 6.25 GHz et 7.5 GHz pour les modes TE_{50} et TE_{60} respectivement.

La **Figure 2-25** montre la propagation des ondes à travers le modèle avec et sans RLT à une fréquence de 5.5GHz. On remarque une fois de plus comment le RLT améliore la transmission du signal à travers la membrure.

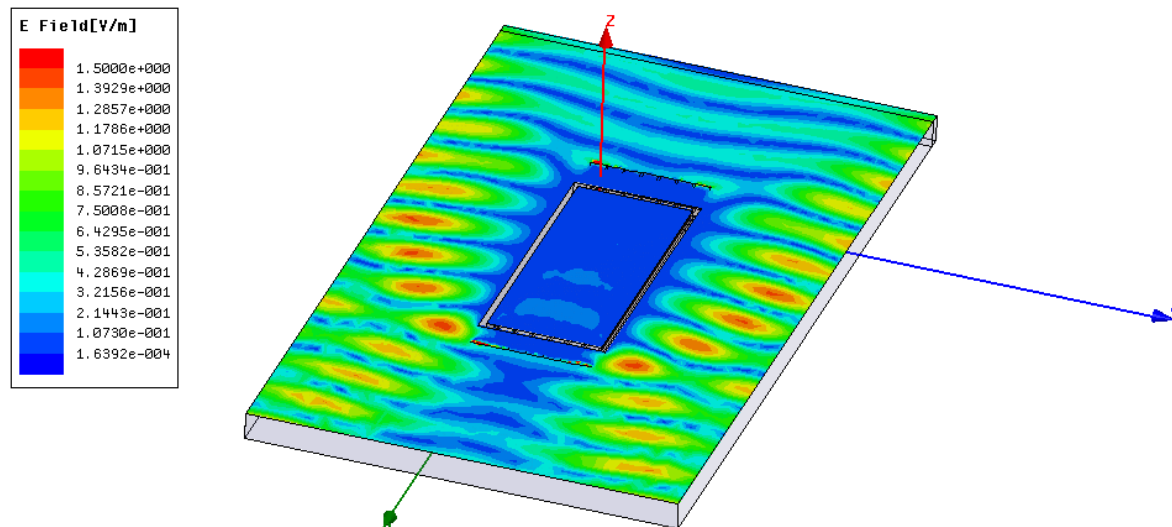




(b)

Figure 2-25 Propagation des ondes sur le modèle de ME sur une membrure d'antenne creuse à une fréquence de 5.5GHz a) avec RLT b) sans RLT

Nous présentons également à la **Figure 2-26** la propagation des ondes sur le modèle avec RLT aux fréquences de résonance de 5.8GHz et 6.8GHz. Comme on pouvait s'y attendre, on constate d'après cette figure que le signal ne se transmet pas aussi bien à travers la membrure comme c'est le cas à la **Figure 2-25 a)** à cause des résonances liées à des modes guidés dans la membrure.



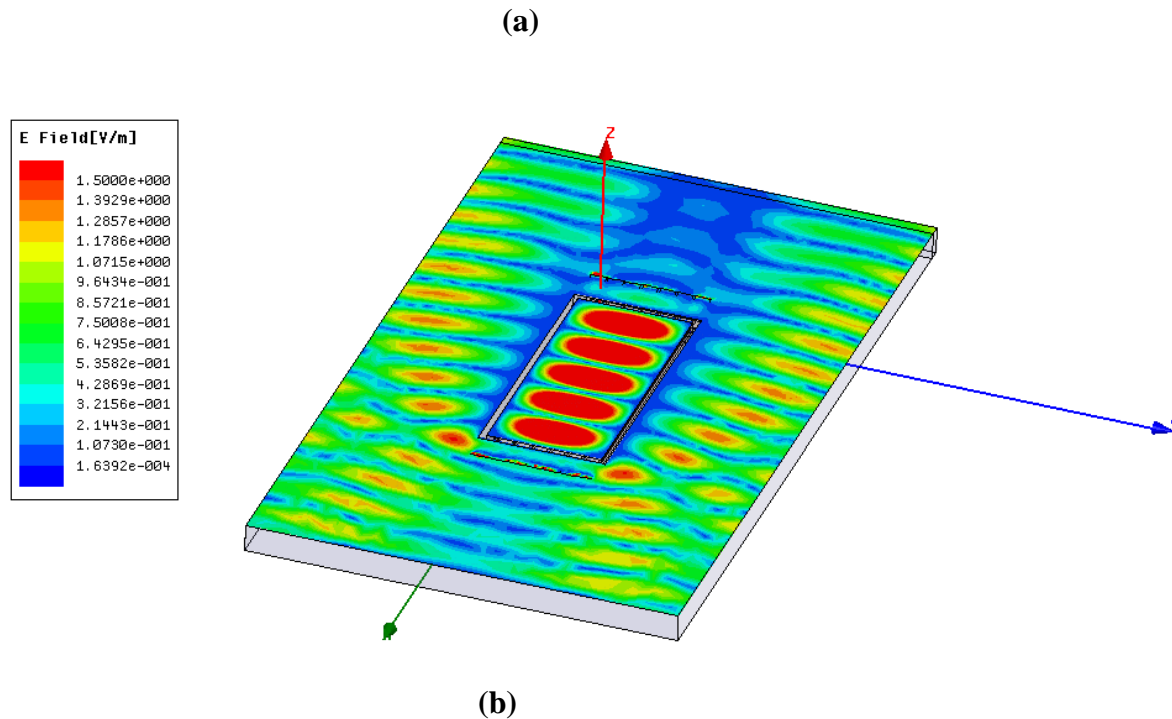


Figure 2-26 Propagation des ondes sur le modèle de ME sur une membrure d'antenne creuse avec RLT a) à une fréquence de 5.8GHz b) à une fréquence de 6.8GHz

2.4 Limites du ME

Maintenant que nous avons pu démontrer, avec des simulations à l'appui, qu'il était possible de masquer un objet des ondes électromagnétiques en y insérant un RLT, nous allons à présent étudier les limites de notre système. Dans ce paragraphe, nous allons donc dans un premier temps élargir notre plage de fréquence pour voir jusqu'où le RLT est capable de masquer l'objet. Par la suite, nous modifierons l'angle d'incidence de la source dans le but de noter jusqu'à quel angle notre ME est capable d'opérer. Finalement, nous étudierons l'effet apporté par le RLT sur la membrure d'antenne avec une polarisation circulaire.

2.4.1 Limites en fréquence

Dans tous les résultats que nous avons eu à présenter dans ce mémoire, la plage de fréquence considérée était celle entre 5GHz et 7GHz. Cette plage a été choisie non seulement dans le but de diminuer les temps d'analyse mais aussi, pour être assez conforme avec les résultats présentés en [15] (entre 4GHz et 7GHz). À présent, pour être capable de déterminer quelles sont les limites en fréquence de notre ME, nous allons montrer dans la figure qui suit, le coefficient de transmission du ME à l'aide d'un RLT sur une membrure d'antenne en forme de rectangle dans une plage de fréquence entre 1GHz et 10GHz. Étant donné que ce cas (ME avec RLT sur une membrure d'antenne en forme de rectangle) est celui qui a les meilleurs résultats dans l'ensemble, il devrait être assez concluant pour les autres cas.

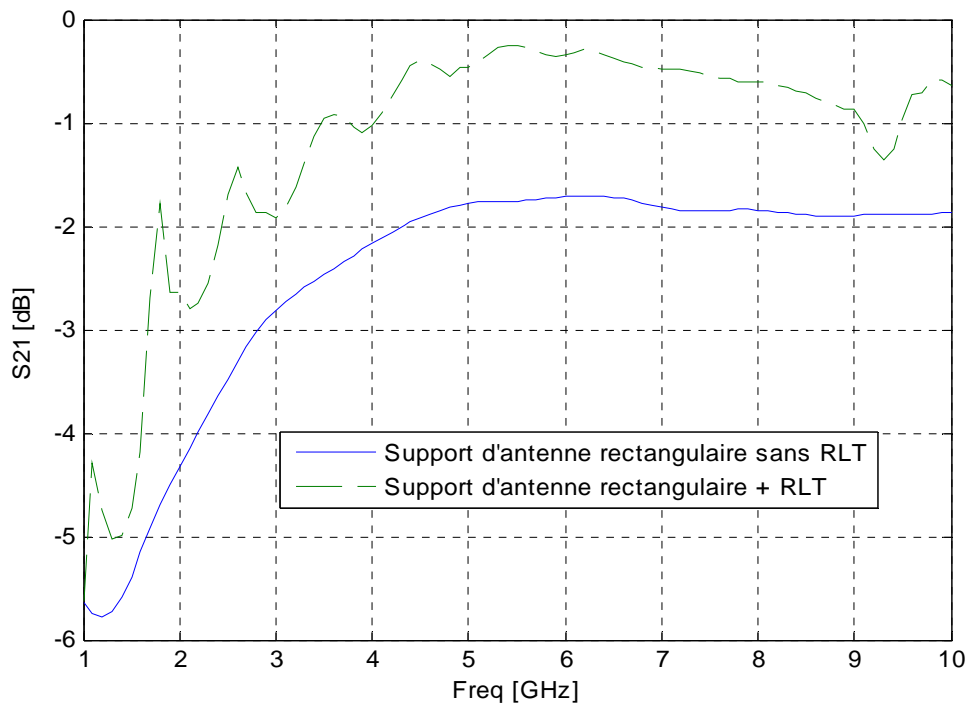


Figure 2-27 Coefficients de transmission du ME avec et sans RLT sur une membrure d'antenne en forme de rectangle dans une plus grande plage de fréquences

D'après cette figure, on peut voir que les résultats du RLT sont toujours satisfaisants quelque soit la fréquence. On peut donc affirmer que notre ME à l'aide d'un RLT ne possède pas de limite en fréquence (en comparaison avec le cas sans RLT).

2.4.2 Limites en angle d'incidence

Comme nous l'avons mentionné au début, le but de ce mémoire est de trouver un moyen de diminuer la perte de signal causée par les membrures d'antenne. Ainsi, pour une membrure d'antenne située à une certaine distance d'un réflecteur parabolique, le champ est dominé par des rayons se propageant dans une direction perpendiculaire au plan focal. Pour cette raison donc, nous avons conçu notre ME de façon à ce qu'il fonctionne pour un angle d'incidence fixe (perpendiculaire au plan focal). Néanmoins, il serait très intéressant de voir jusqu'à quel angle d'incidence notre ME serait encore capable de fonctionner. Pour ce faire, nous présenterons donc à la figure suivante le coefficient de transmission d'un ME avec RLT sur une membrure d'antenne en forme de rectangle avec plusieurs angles d'incidence (0, 10, 20 et 40 degrés). Pour noter à partir de quelle valeur de fréquence le ME devient inefficace, nous allons également présenter le coefficient de transmission de la membrure d'antenne sans RLT. Il faut noter que pour ce cas (membrure d'antenne sans RLT), nous n'avons pas besoin de changer l'angle d'incidence car la membrure est représentée par un bloc entier de métal.

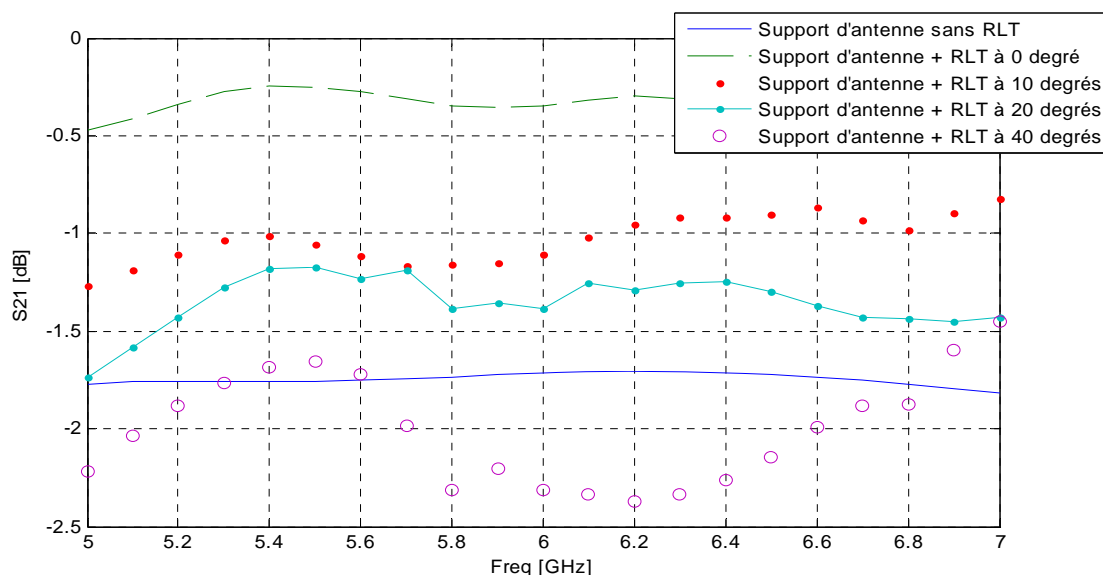


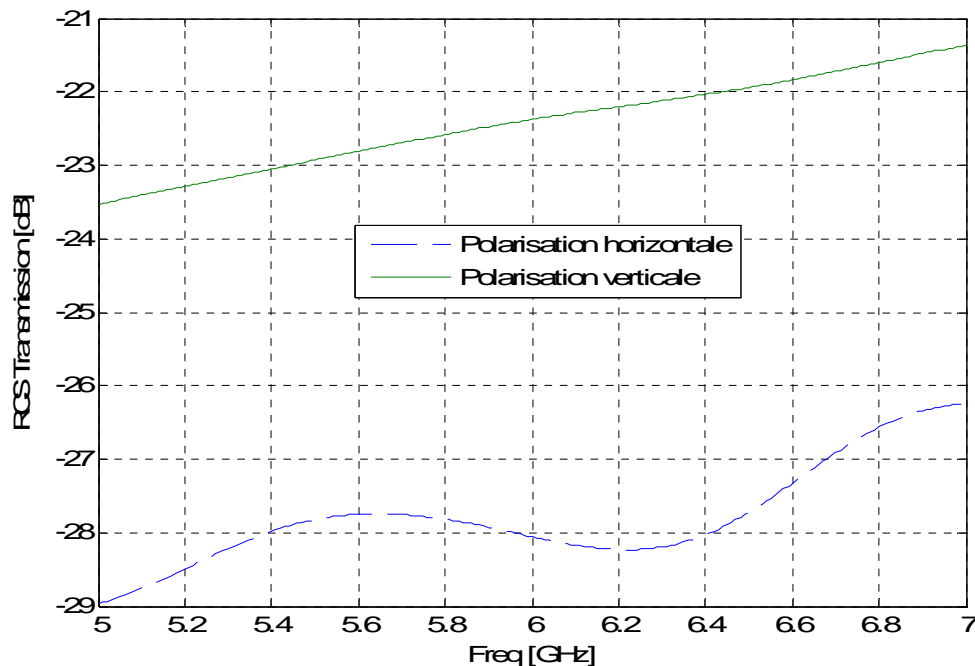
Figure 2-28 Coefficients de transmission du ME avec RLT sur une membrure d'antenne en forme de rectangle pour des angles d'incidence de 0, 10, 20 et 40 degrés et sans RLT

En regardant ces résultats, on peut voir une dégradation graduelle du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence. Jusqu'à 20 degrés, les résultats sont encore bons car le coefficient de transmission est toujours supérieur à celui du cas de la membrure sans RLT. Ce qui n'est plus le cas à 40 degrés.

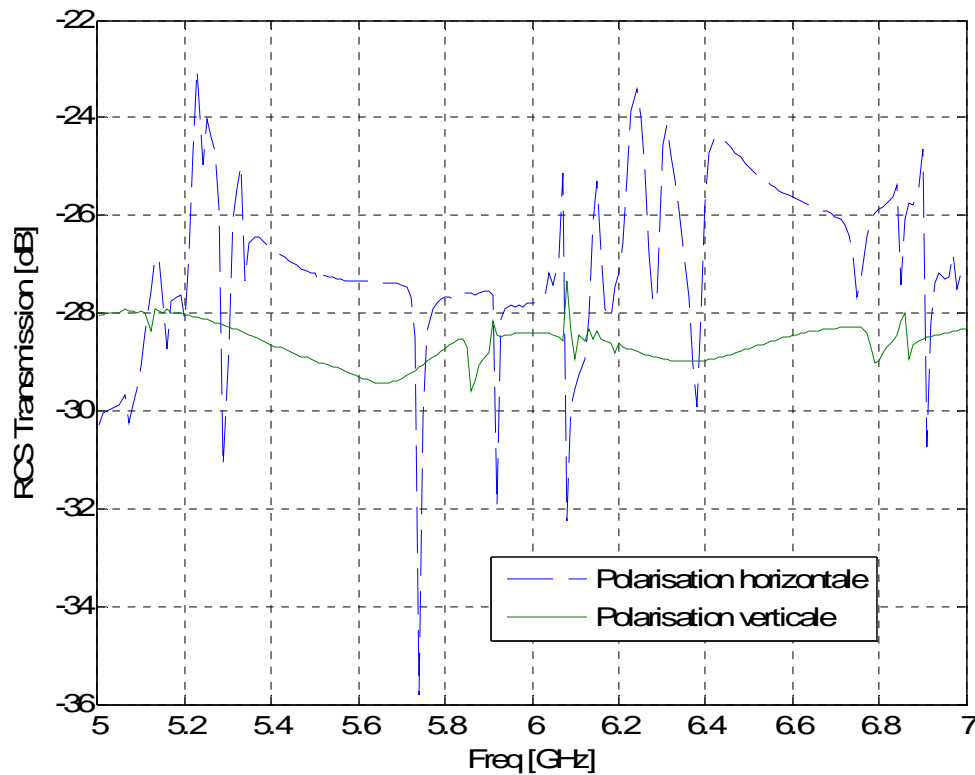
Pour ces tests, la membrure et le RLT étaient pivotés en même temps. L'onde passant dans le RLT subit donc un changement de direction et il en résulte un parcours plus long que dans le cas de rayons passant à l'extérieur de la membrure. Ce retard de phase explique en partie la dégradation observée.

2.4.3 Limites en polarisation

Dans toutes les simulations qui ont été présentées dans ce paragraphe, l'onde incidente est une onde plane polarisée en z donc une onde à polarisation linéaire. Ici, nous allons étudier l'effet apporté par le RLT pour une polarisation circulaire. Nous savons qu'une onde polarisée circulairement est la somme de deux ondes polarisées linéairement : une onde polarisée verticalement (selon l'axe z dans notre cas) et une onde polarisée horizontalement (selon l'axe y dans notre cas). Étant donné que nous avons étudié l'effet du RLT sur la membrure d'antenne dans le pire des cas c'est-à-dire dans le cas de la polarisation en z et que nous avons obtenu de bons résultats, les résultats selon la polarisation en y devraient eux aussi être très satisfaisants et donc, le RLT devrait aussi pouvoir masquer la membrure pour une polarisation circulaire. Dans les figures suivantes, nous présentons les résultats de RCS en transmission dans les deux polarisations (verticale et horizontale). Les résultats sont présentés pour le cas de la membrure sans RLT et pour le cas de la membrure avec RLT. Il faut noter que pour le cas de la polarisation horizontale, pour garder la propriété infinie de la membrure selon l'axe z , les surfaces de haut et de bas du système qui étaient définies comme des murs parfaitement électriques dans le cas de la polarisation verticale ont été définies comme étant des murs parfaitement magnétiques.



(a)



(b)

Figure 2-29 Résultats de RCS en transmission pour une polarisation verticale et une polarisation horizontale a) membrure sans RLT b) membrure avec RLT

Comme on peut le voir ici, pour le cas de la membrure sans le RLT, on a une différence de plus de 5dB entre les deux polarisations. Donc une onde incidente à polarisation circulaire (rapport axial de 0 dB) sortirait avec un rapport axial de 5.5 dB, ce qui est très mauvais. En rajoutant le RLT, le rapport axial en sortie (écart entre les deux courbes) est en moyenne de moins de 2 dB sur de grands intervalles de fréquence, ce qui est une assez bonne amélioration. On peut donc conclure que le RLT améliore la transmission du signal à travers la membrure d'antenne dans le cas d'une polarisation circulaire.

2.5 Sommaire du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons démontré par simulation qu'il était possible de diminuer de façon considérable la perte de signal causé par un support d'antenne en y insérant un RLT comme l'ont fait Alitalo *et al.* dans [15]. Plusieurs modèles ont été présentés, suivis de résultats qui ont bel et bien prouvé que le RLT améliorait la transmission du signal à travers les supports d'antenne. Les résultats obtenus sur une membrure parallélépipédique pleine sont meilleurs comparés à ceux obtenus sur une membrure creuse qui a son tour a des meilleurs résultats que le cas d'une membrure en forme de losange.

Nous avons également brièvement étudié les limites en fréquence, en angle d'incidence et en polarisation de notre ME.

Dans le chapitre qui suit, nous allons valider expérimentalement nos résultats en construisant un modèle réel de support d'antenne dans lequel nous y insérerons un RLT pour observer l'effet apporté par ce dernier.

CHAPITRE 3. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Ce chapitre porte sur la validation expérimentale des résultats que nous avons obtenus par voie de simulation dans le chapitre précédent.

Nous allons commencer par décrire le système d'alimentation qui nous permettra de produire en laboratoire une onde incidente quasi-plane. Par la suite, pour fin de comparaison de résultats, nous effectuerons au préalable des simulations avec les mêmes conditions qu'en laboratoire sur les différents MEs à l'étude. Il s'agit ici du ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne rectangulaire, du ME à l'aide de RLT et surfaces dures sur une membrure d'antenne rectangulaire et du ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne creuse.

Pour conclure ce chapitre, nous présenterons les tests expérimentaux et leurs résultats que nous pourrions comparer à ceux obtenus en simulation dans les mêmes conditions.

3.1 Système d'alimentation

Nous étudions ici le système qui nous permettra d'alimenter nos différents modèles de ME avec une onde incidente. Le système en question est composé de deux antennes cornet (une pour l'émission et l'autre pour la réception), alimentées chacune par un guide d'onde rectangulaire alimenté lui-même par câble coaxial comme on peut le voir à la **Figure 3-1**. La hauteur des membrures d'antenne qui ont été étudiées lors des simulations étaient considérées comme étant infinies en utilisant convenablement les conditions aux frontières. Pour réaliser le même phénomène en pratique, deux couvercles métalliques couvriront le ME et les antennes. Ainsi, le ME sera limité sur ses faces haut et bas par deux surfaces métalliques de haute conductivité dont le comportement aux fréquences étudiées s'approche à celui de plaques parfaitement conductrices. L'élément de membrure inséré entre ces plaques pourra donc être considéré comme étant un élément d'une membrure infiniment longue.

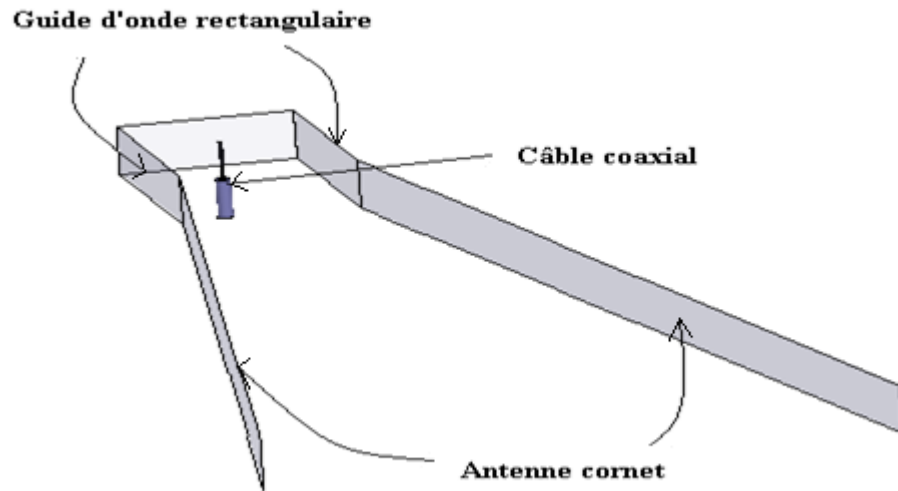


Figure 3-1 Représentation du système d'alimentation

Le câble coaxial produit des ondes cylindriques qui se propagent dans le guide d'ondes pour se transformer par la suite en ondes quasi-planes par l'antenne cornet (voir illustration à la **Figure 3-2**).

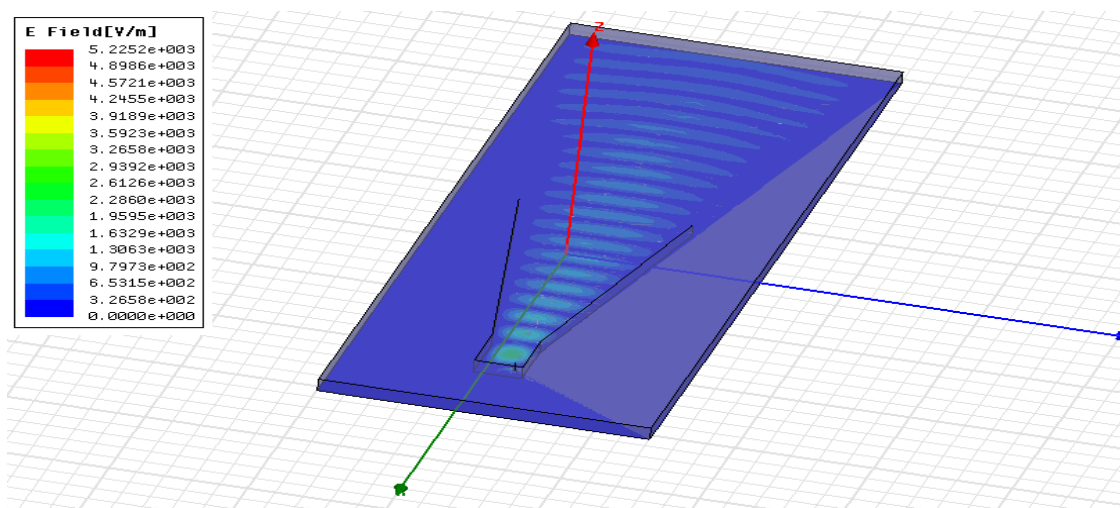


Figure 3-2 Propagation des ondes à travers le système d'alimentation à une fréquence de 5.5GHz

Plusieurs éléments entrent en jeu dans la mise en place de ce système d'alimentation. Tout d'abord, l'adaptation entre le câble coaxial et le guide d'onde doit être très bonne. Pour ce faire, certaines optimisations ont été effectuées de façon à obtenir le minimum de réflexion de signal entre le câble et le guide d'onde. Dans ces optimisations, il faut noter la hauteur de la sonde intérieure du câble coaxial qui pénètre dans le guide d'onde et aussi le positionnement de celle-ci dans le guide. La hauteur optimale qui a été retenue après plusieurs tests est de 10mm.

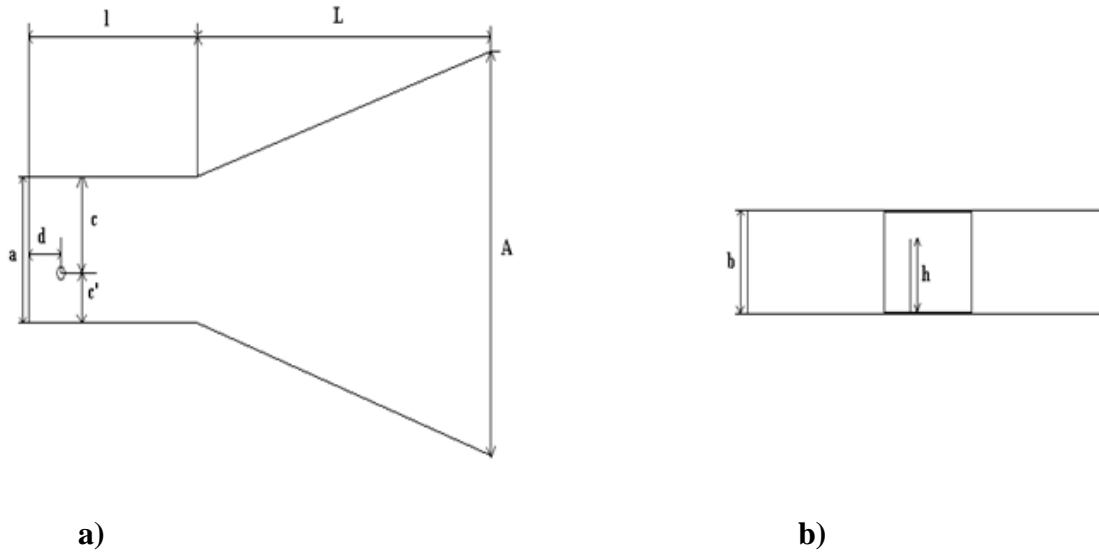
Pour les dimensions du guide d'onde, elles ont été choisies de sorte à pouvoir propager des ondes dans la bande de fréquence à notre étude à savoir, la bande entre 5GHz et 7GHz. Pour une propagation du mode dominant dans cette gamme de fréquences, nous savons que la longueur d'ondes doit satisfaire à la contrainte :

$$2 \times b < \lambda < 2 \times a$$

Où a est la longueur du guide et b est la hauteur.

La hauteur b du guide est déjà fixée et elle doit être égale à la hauteur de la membrure d'antenne (12.73mm) qui est belle et bien inférieure à 21mm ($\lambda/2$ à 7Ghz). Quant à la longueur a , elle doit être supérieure à 30mm ($\lambda/2$ à 5Ghz). Dans notre cas, nous avons utilisé une longueur de 35mm.

Pour les dimensions de l'antenne, elles ont été déterminées selon les règles de design d'une antenne cornet sectoriel plan-H que l'on peut retrouver dans [26]. Le schéma qui suit nous montre une représentation de notre système d'alimentation avec ses dimensions.



Légende :

L = Profondeur de l'antenne (250mm)

a = Longueur du guide d'onde (35mm)

l = Profondeur du guide d'onde (50mm)

h = Hauteur de la sonde du câble coaxial (10mm)

A = Largeur d'ouverture de l'antenne (126mm)

d, c et c' = Distances entre la sonde du câble coaxial et

b = Hauteur du guide d'onde (12.73mm)

les côtés du guide d'onde (13mm, 27mm et 8mm)

**Figure 3-3 Représentation des dimensions du système d'alimentation a) Vue de dessus
b) Vue de face**

La figure qui suit nous montre une photographie du système d'alimentation que nous avons utilisé en laboratoire.

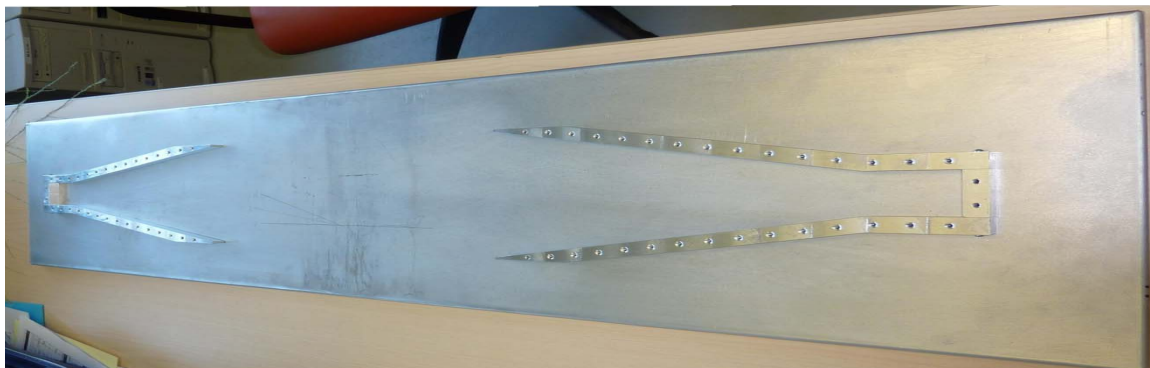


Figure 3-4 Photographie du système d'alimentation

3.2 Simulations des MEs dans les mêmes conditions qu'en laboratoire

L'objectif de ce paragraphe est de comparer les résultats expérimentaux et les résultats de simulation dans des configurations équivalentes. Dans le chapitre précédent, les simulations étaient effectuées avec une onde incidente parfaitement plane imposée par le logiciel HFSS. Or en laboratoire, nous ne sommes pas dans les mêmes conditions car obtenir une onde « parfaitement » plane aurait nécessité la conception d'une lentille de grande taille. Pour que la comparaison entre la simulation et l'expérimentation soit donc valide, il faudrait que les deux processus soient effectués dans les mêmes conditions. Nous allons donc présenter dans ce chapitre les résultats de simulation des différents MEs obtenus avec le même système d'alimentation qu'en laboratoire.

3.2.1 ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne rectangulaire

Nous allons étudier ici la simulation du même modèle de ME que nous avons étudié dans le paragraphe **2.2.2** mais avec le système d'alimentation présenté dans le paragraphe **3.1**. L'ensemble du système est présenté à la figure suivante :

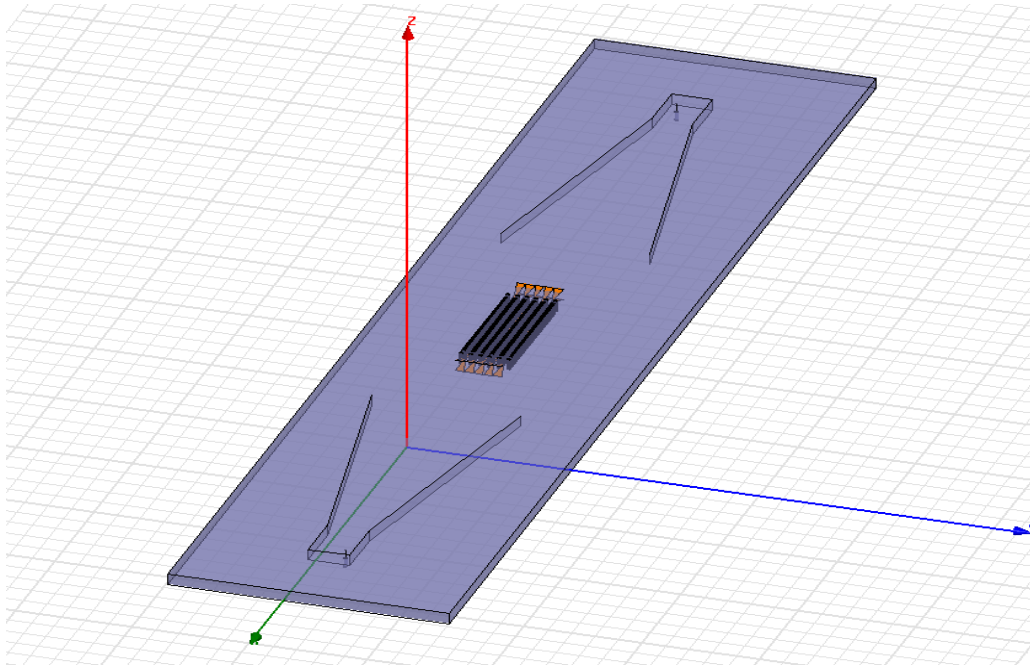
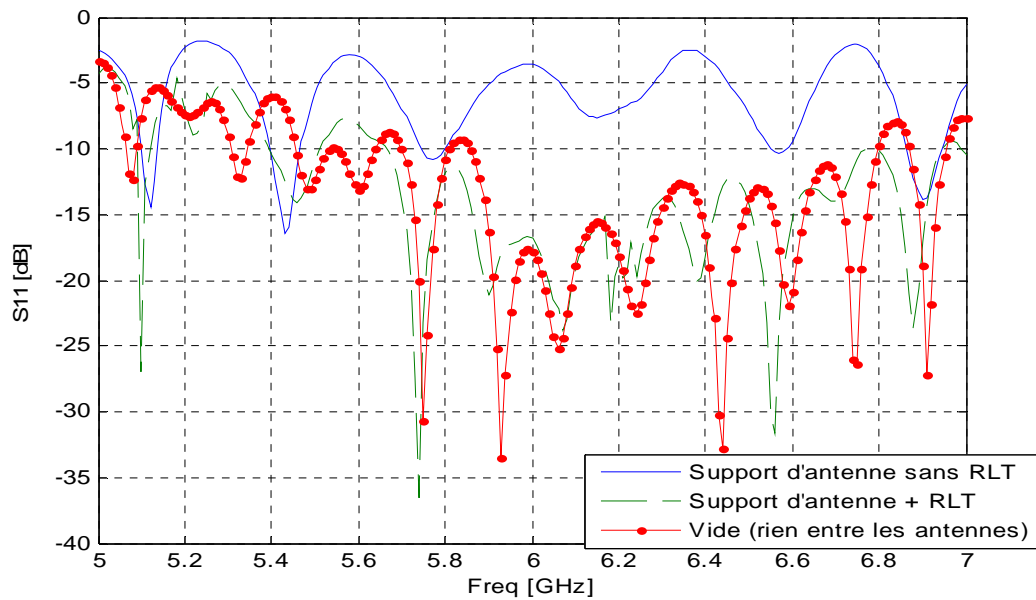


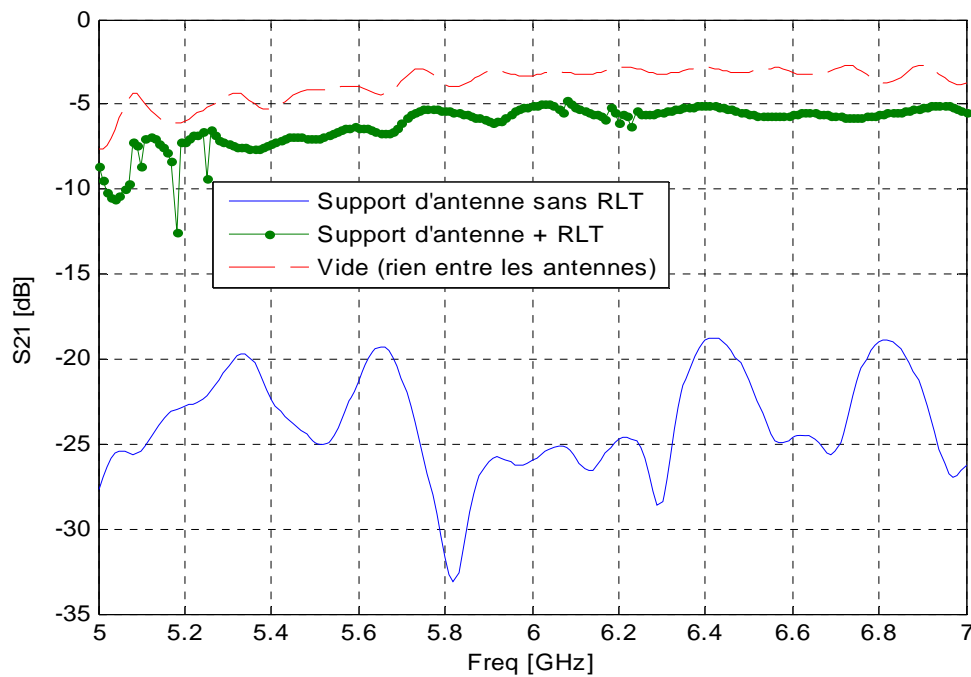
Figure 3-5 Simulation du ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne rectangulaire avec le système d'alimentation utilisé en laboratoire

Dans le modèle simulé, nous définissons sous HFSS des ports d'onde au bout de chaque câble coaxial (un pour la transmission et l'autre pour la réception) qui nous permettront également d'obtenir les coefficients de transmission et de réflexion du ME. Les signaux provenant du câble coaxial seront des ondes cylindriques qui seront transformées en onde plane par l'antenne cornet comme illustré plus haut à la **Figure 3-2**.

Comme pour les résultats de simulation qui ont été soumis auparavant dans ce mémoire, nous présenterons les résultats de coefficient de réflexion et de transmission pour le cas de la membrure d'antenne avec RLT et de la membrure d'antenne sans RLT. Mais pour fin référence, nous allons aussi présenter les résultats lorsqu'il n'y a rien entre les antennes (vide).



(a)



(b)

Figure 3-6 Résultats de simulation du ME à l'aide de RLT dans les mêmes conditions qu'en laboratoire pour membrure d'antenne +RLT, membrure d'antenne sans RLT et vide a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission

On remarque tout d'abord que la mesure faite sans membrure (à vide) indique que l'antenne n'est pas très bien adaptée. La caractérisation des membrures à partir de la mesure de réflexion sera donc affectée et le contraste observé entre les cas avec et sans membrures sera réduit. L'élimination des réflexions inhérentes à l'antenne d'émission pourrait être éliminée à l'aide d'une procédure d'étalonnage. Toutefois, ceci nécessiterait la conception d'une trousse de calibration en espace libre tel que décrite dans [26]. Pour simplifier le processus, nous avons choisi d'omettre cette étape et de porter davantage notre attention sur les mesures en transmission. En transmission, tel qu'illustré à la Fig. 3-6b, les pertes d'insertion du système sans membrure (à vide) varient entre 3 à 5 dB environ. Ces pertes sont principalement dues au facteur d'étalement en $1/\sqrt{r}$ de l'onde cylindrique et de la taille de la surface de captation de l'antenne réceptrice, effets qui demeurent constants d'un essai à l'autre.

Lorsque l'on regarde les résultats de la **Figure 3-6**, on constate sans surprise que le cas de la membrure avec RLT est meilleur que celle sans RLT. Dans les résultats présentés à la **Figure 2-13**, nous avons mentionné que les résultats de la membrure d'antenne sans RLT (surtout au niveau de la transmission) étaient un peu élevés à cause de la surface d'intégration du champ qui n'était pas assez large. Ici, ce n'est plus le cas. Étant donné qu'on obtient directement les coefficients des ports d'onde, il n'y a plus d'intégration sur des surfaces à faire et donc les résultats sont plus représentatifs de ce qu'on devrait réellement avoir. C'est exactement ce que nous constatons à la **Figure 3-6 b)** où le coefficient de transmission de la membrure d'antenne avec RLT est meilleur de celui de la membrure sans RLT de 15dB en moyenne. Aussi, on remarque qu'au niveau de la réflexion les résultats de la membrure avec RLT sont quasiment les mêmes que lorsqu'il n'y a rien entre les antennes. Tout de même, on note une légère différence moyenne de 3dB au niveau des coefficients de transmission pour le cas de la membrure avec RLT et le cas du vide entre les antennes.

3.2.2 ME à l'aide de RLT et surfaces dures sur une membrure d'antenne rectangulaire

À présent, nous allons reprendre l'étude par simulation d'un ME à l'aide de RLT et surfaces dures sur une membrure d'antenne rectangulaire comme dans le paragraphe 2.3.2 à la seule différence que nous utiliserons le système d'alimentation utilisé en laboratoire. Le système au complet est présenté à la **Figure 3-7** :

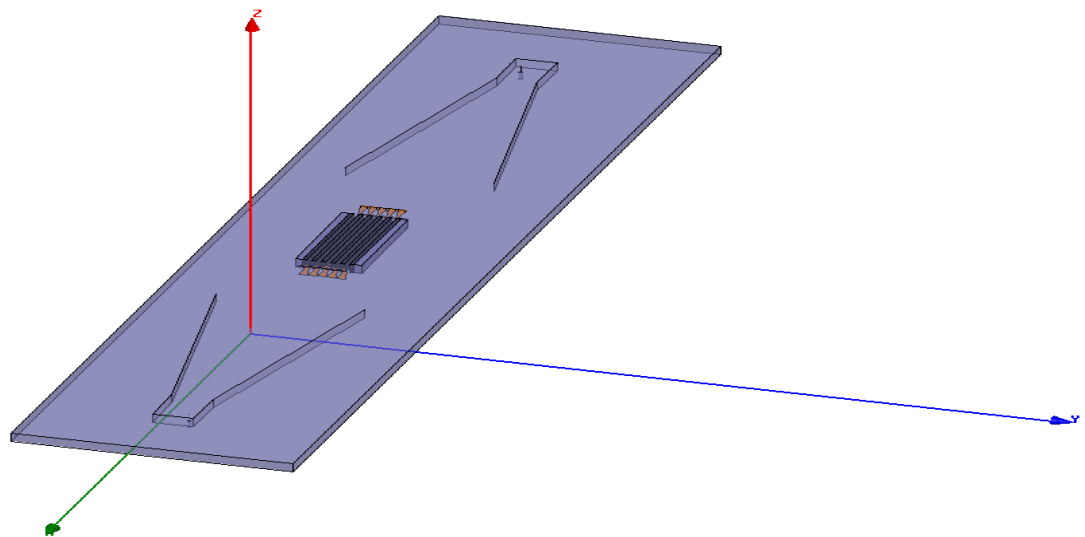
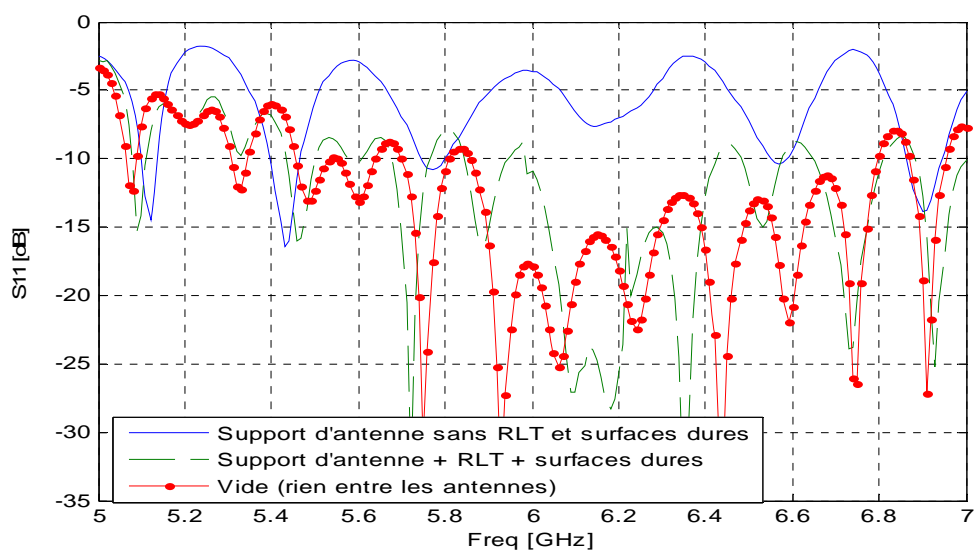
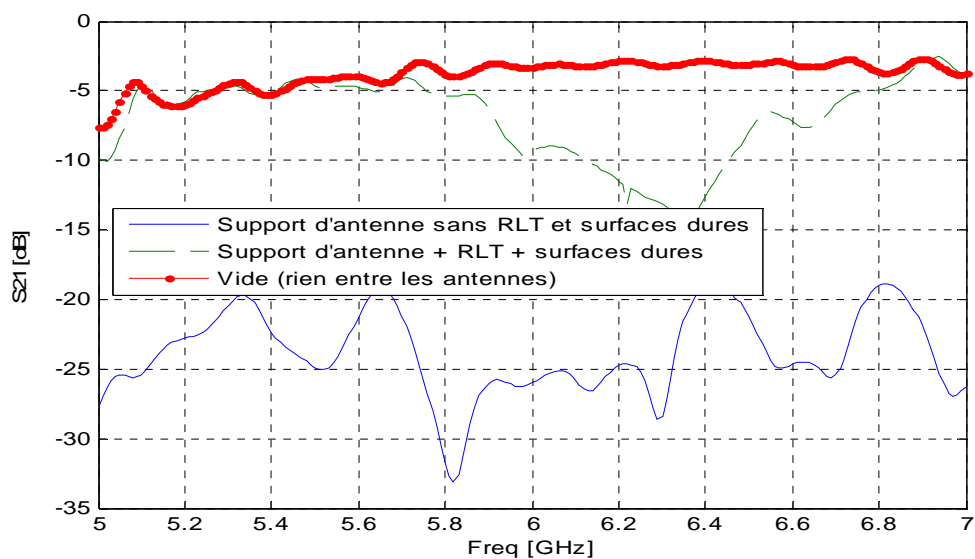


Figure 3-7 Simulation du ME à l'aide de RLT et surfaces dures sur une membrure d'antenne rectangulaire avec le système d'alimentation utilisé en laboratoire

Le système est alimenté sous HFSS de la même façon que pour le cas précédent c'est-à-dire avec des ports d'onde aux bouts des câbles coaxiaux. Toujours comme pour le cas précédent, nous montrons les coefficients de réflexion et de transmission pour le cas de la membrure d'antenne avec et sans RLT.



(a)



(b)

Figure 3-8 Résultats de simulation du ME à l'aide de RLT et surfaces dures dans les mêmes conditions qu'en laboratoire pour membrure d'antenne + RLT + surfaces dures, membrure d'antenne sans RLT et surfaces dures et vide a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission

Comme on pouvait s'y attendre, les résultats du cas de la membrure avec RLT et surfaces dures et ceux du cas de la membrure toute seule, sont bien différents que ce soit au niveau de la réflexion ou de la transmission. Lorsqu'on rajoute le RLT et les surfaces dures à la membrure, le coefficient de transmission est meilleur de 15dB en moyenne par rapport au cas de la membrure toute seule. Bien que pour le coefficient de réflexion la différence entre les deux cas est moins visible, on remarque toutefois que celui de la membrure avec RLT et surfaces dures est inférieur de 10dB en moyenne que celui de la membrure sans RLT et surfaces dures.

En comparaison avec le cas de la membrure d'antenne avec RLT (sans surfaces dures), on remarque que les résultats sont très semblables entre 5.1GHz et 5.9GHz. Nous avons noté plus haut à la section **2.3.2.2** que dans cette plage de fréquence, la transmission pour une membrure d'antenne avec RLT et surfaces dures était bien meilleure que celle d'une membrure d'antenne avec RLT. C'est aussi ce que nous pouvons constater ici lorsqu'on regarde la **Figure 3-8 b**). Le coefficient de transmission de la membrure avec RLT et surfaces dures est quasiment égal au cas où il n'y a rien entre les antennes dans la plage de fréquence qui nous intéresse (5.1GHz et 5.9GHz).

Il faut noter que les résultats présentés ci-dessus sont différents de ceux présentés à la section **2.3.2.2**. Ceci doit être dû à la différence de calcul des coefficients (surface d'intégration au paragraphe **2.3.2.2** versus port d'ondes dans ce paragraphe) et aussi au fait que les ondes qui se propagent à travers la membrure ne sont pas parfaitement planes contrairement aux simulations du paragraphe **2.3.2.2**.

3.2.3 ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne creuse

Le modèle de ME étudié par simulation ici est le ME à l'aide d'un RLT mais sur une membrure d'antenne creuse cette fois-ci, comme nous l'avons fait au paragraphe **2.3.3**. Le système d'alimentation utilisé sera celui utilisé en laboratoire. On peut voir une représentation du modèle à l'étude sur la figure ci-dessous :

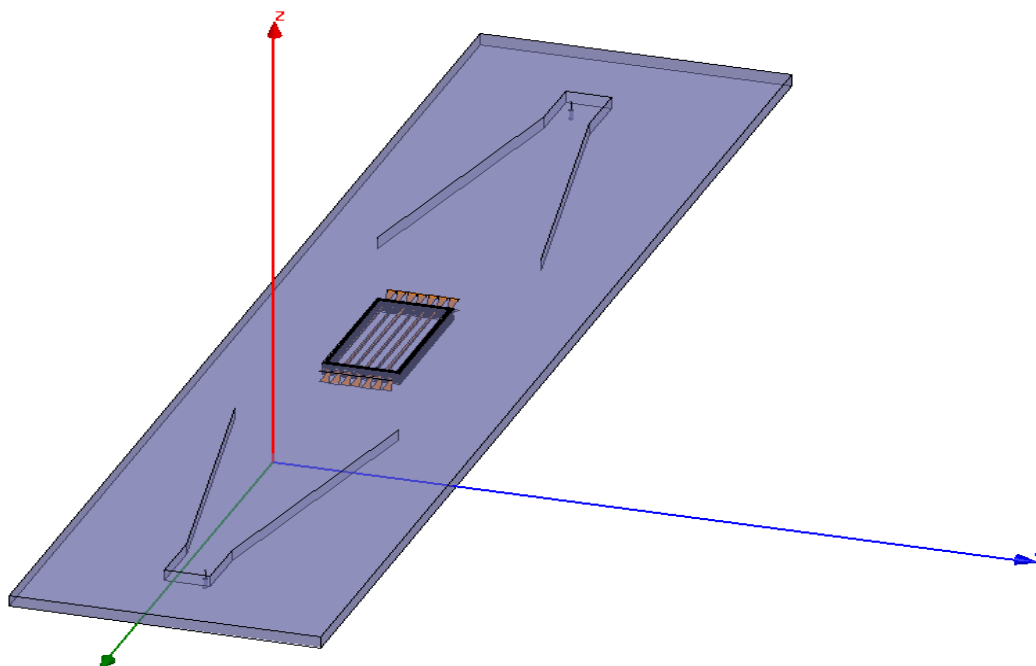
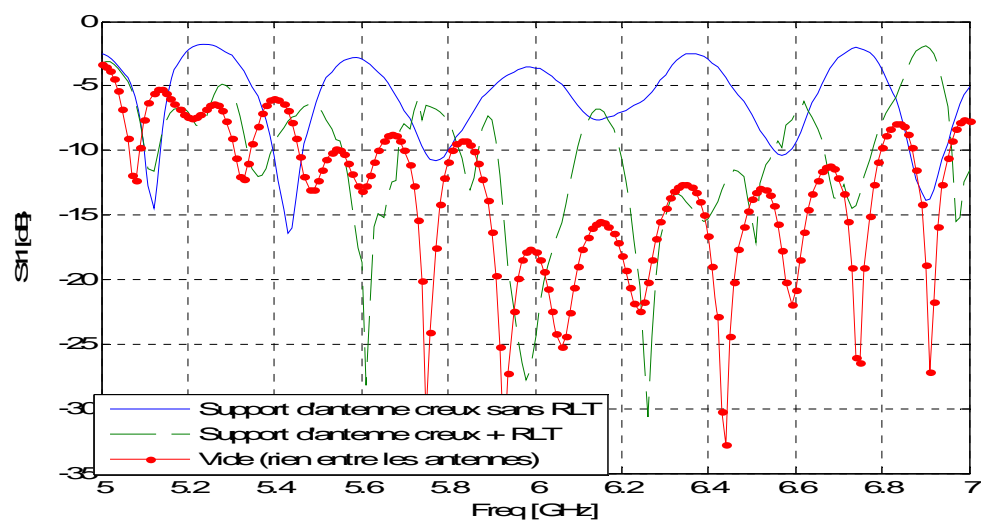


Figure 3-9 Simulation du ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne creuse avec le système d'alimentation utilisé en laboratoire

Nous présentons dans ce qui suit les coefficients de réflexion et de transmission du ME sur une membrure d'antenne creuse avec RLT, sur une membrure d'antenne creuse sans RLT et lorsqu'il n'y a rien entre les antennes (vide):



(a)

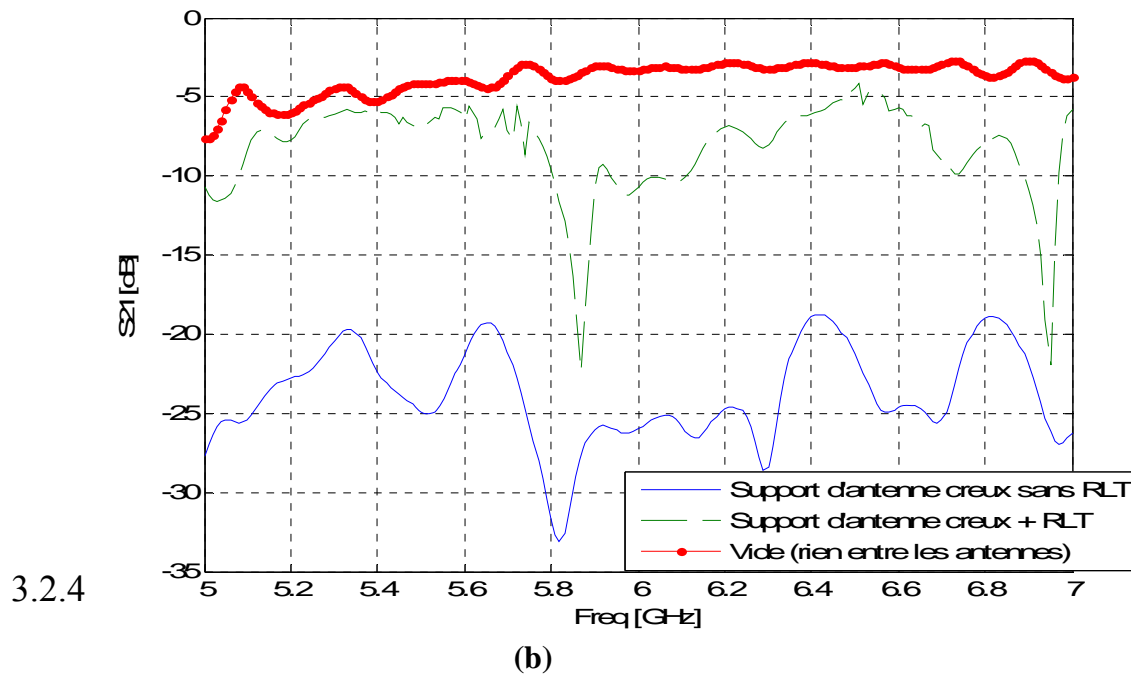


Figure 3-10 Résultats de simulation du ME à l'aide de RLT dans les mêmes conditions qu'en laboratoire pour membrure d'antenne creuse + RLT, membrure d'antenne creuse sans RLT et vide a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission

Conformément à ce que nous avons pu constater dans le paragraphe 2.3.3.2, les résultats présentés ci-haut nous montrent bien que le support d'antenne creux avec le RLT est meilleur que celui du support d'antenne creux tout seul. Au niveau du coefficient de réflexion, le cas de la membrure creuse avec RLT est très proche du cas du vide entre les antennes. On constate cependant une différence évidente avec le cas de la membrure creuse sans RLT (environ 10dB en moyenne). Pour la transmission, bien que le cas de la membrure creuse avec RLT soit légèrement différente du cas du vide entre les antennes, on note tout de même une amélioration moyenne de plus de 10dB par rapport au cas de la membrure creuse sans RLT.

Une remarque très importante qu'il y aurait à faire ici est la présence du même phénomène de résonance que nous avons pu observer dans les résultats présentés au paragraphe 2.3.3.2. Aux fréquences 5.8GHz et 6.8GHz, on note effectivement que l'effet bénéfique du RLT est absent. Comme nous l'avons déjà mentionné, ces résonances pourraient être associées aux fréquences de coupure des modes TE_{m0} pour $m = 5$ et $m = 6$.

3.3 Résultats expérimentaux

Maintenant que nous avons effectué les simulations dans les mêmes conditions qu'en laboratoire, nous pouvons présenter les résultats obtenus en laboratoire sur nos différents modèles de ME et être en mesure de les comparer avec ceux obtenus en simulation. Comme pour les simulations, nous étudierons d'abord le cas du ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne en forme de rectangle où nous montrerons comment il a été construit. Nous présenterons ensuite le ME à l'aide de RLT et surfaces dures et nous terminerons avec le ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne creuse.

3.3.1 ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne rectangulaire

Nous présentons dans ce paragraphe l'étude effectuée en laboratoire sur une membrure d'antenne rectangulaire avec un RLT. Nous montrons dans un premier temps comment construire le ME, donc l'ensemble constitué de la membrure d'antenne et du RLT avant de soumettre les résultats.

3.3.1.1 Construction du ME

Les lignes de transmission sont des rubans métalliques très minces qui sont construites sur un substrat de *Kapton* ayant une épaisseur de 0.127mm et une permittivité relative de 3.4. Les dimensions sont exactement les mêmes que celles utilisées lors des simulations. On peut voir le masque du circuit à la **Figure 3-11**. Le bout des lignes de transmission sont manuellement pliées le long de la ligne jaune (voir **Figure 3-11**) pour former les antennes servant à capter le signal. Des trous, représentés en rouge dans la figure du masque du circuit, sont percés sur le substrat. On insère dans ces trous des blocs métalliques jouant le rôle de la membrure d'antenne que l'on désire masquer des ondes électromagnétiques. Notons que deux circuits imprimés identiques doivent être fabriqués pour réaliser la structure de test.

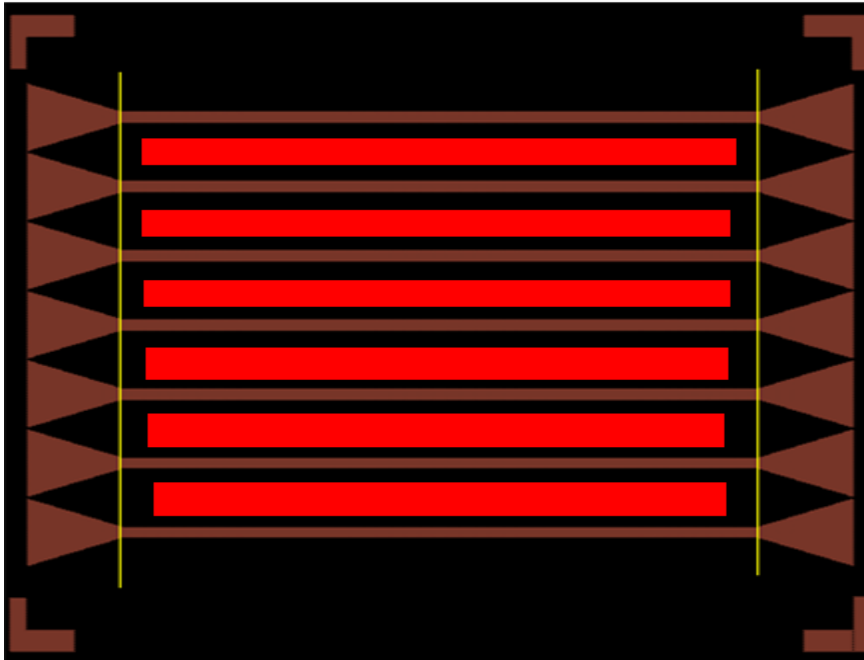
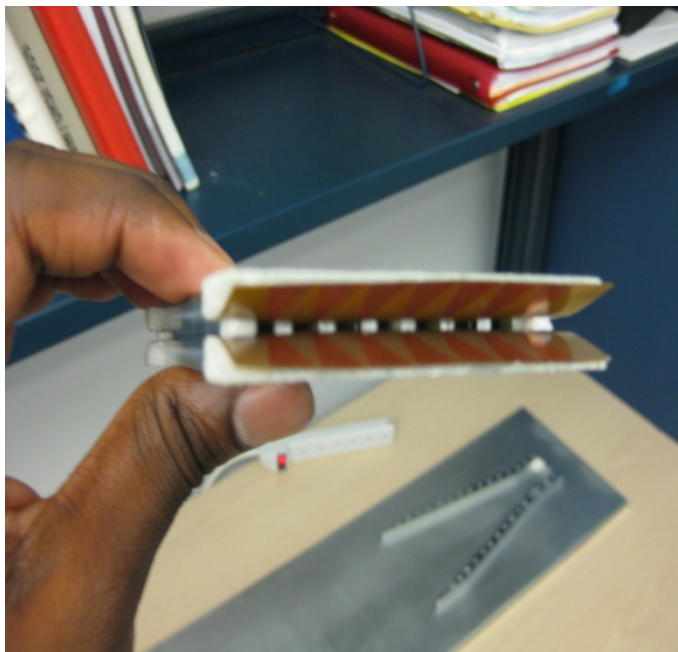


Figure 3-11 Masque du circuit ayant servi à la construction du RLT

Pour tenir le RLT et maintenir constante la séparation des deux circuits imprimés, les substrats sur lesquels sont construits ceux-ci sont collés sur une plaque de mousse de type *Rohacel* (en



blanc sur la

Figure 3-12) qui a une constante diélectrique très proche de celle de l'air. Ainsi, on respecte les mêmes conditions de test que lors des simulations. Il faut noter que les blocs métalliques passent aussi à travers la mousse. Une photographie de l'ensemble est présentée à la figure suivante.

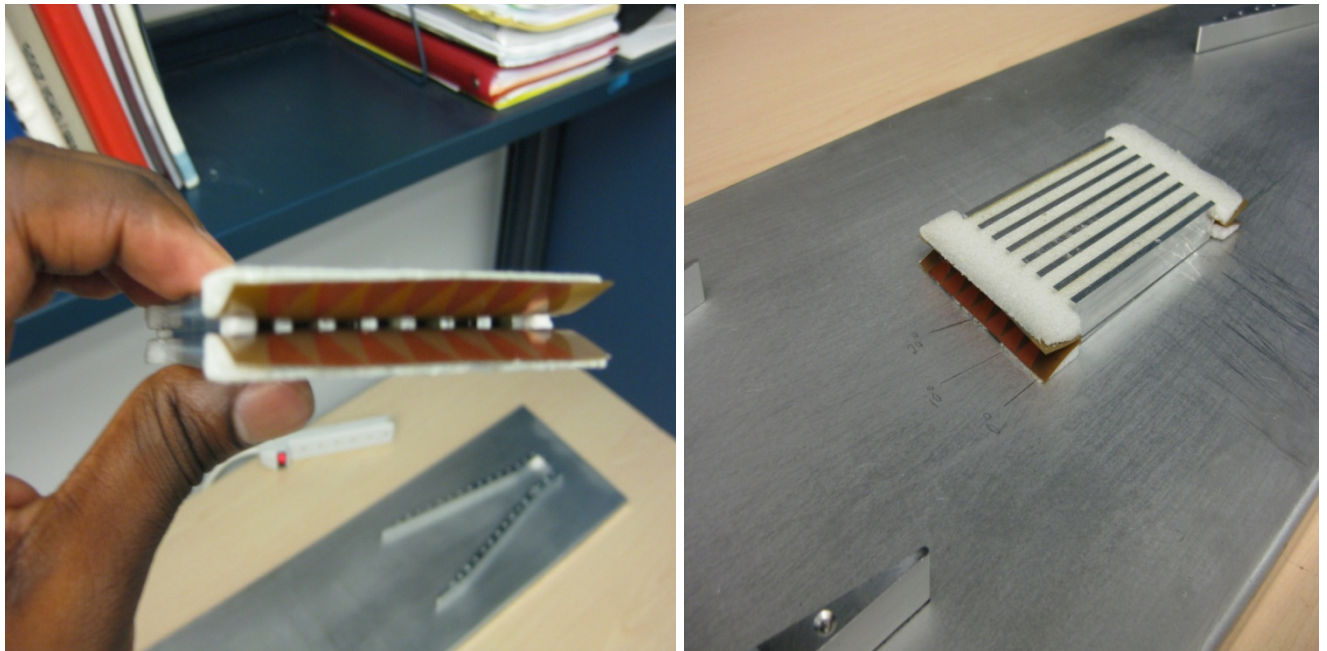


Figure 3-12 Photographie du ME à l'aide d'un RLT sur une membrure d'antenne rectangulaire

3.3.1.2 Présentation des résultats

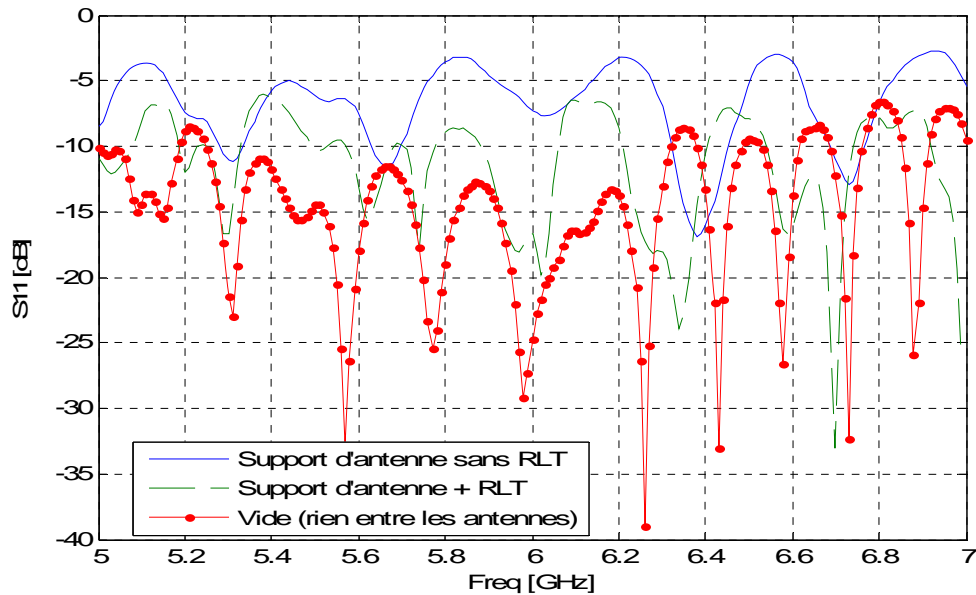
À présent, nous allons présenter les résultats de coefficients de transmission et de réflexion pour le cas de la membrure d'antenne avec et sans RLT (voir **Figure 3-13**).

La procédure de mesure est la suivante :

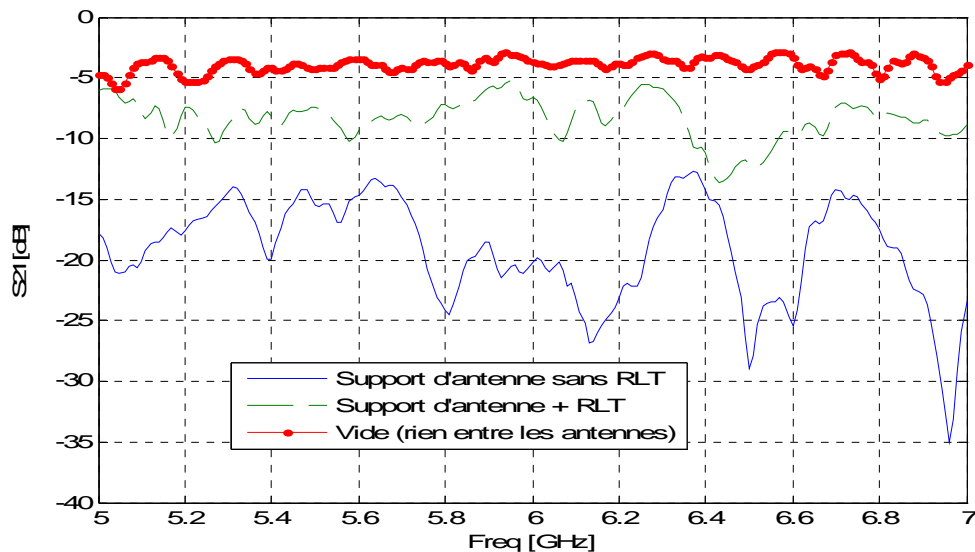
- La membrure d'antenne à l'étude (avec ou sans RLT) est placée entre les deux antennes.

- Les câbles coaxiaux sont raccordés à un analyseur de réseau (Hewlett-Packard HP-8510C) qui nous donne les différents résultats recherchés (coefficients de réflexion et de transmission).

Seuls les coefficients de réflexion et de transmission sont présentés car l'analyseur de réseau ne permet pas de calculer directement les valeurs de RCS.



(a)



(b)

Figure 3-13 Résultats d'expérimentation du ME à l'aide de RLT pour membrure d'antenne + RLT, membrure d'antenne sans RLT et vide a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission

On remarque d'après ces résultats que le RLT améliore bel et bien les résultats sur la membrure d'antenne. Pour la réflexion, le coefficient de la membrure sans RLT tourne autour de -8dB en moyenne tandis que le coefficient de la membrure avec RLT et celui du vide tournent autour de -15dB en moyenne. Au niveau de la transmission du signal, on voit bien l'amélioration apportée par le RLT car on a une différence d'environ 15dB entre le coefficient de transmission de la membrure sans RLT et celui de la membrure avec RLT. Le coefficient de transmission pour le cas où il n'y a rien entre les antennes est supérieur de celui de la membrure avec RLT d'environ 4dB en moyenne. Si on compare avec les résultats présentés à la **Figure 3-6**, on note une certaine similitude car on observe bien l'effet du RLT sur la membrure d'antenne. Néanmoins, ceux de la simulation sont tout de même légèrement meilleurs (surtout en transmission). Ceci est probablement dû à certaines imperfections de fabrication.

3.3.2 ME à l'aide de RLT et surfaces dures sur une membrure d'antenne rectangulaire

Ce paragraphe porte sur l'étude en laboratoire d'un ME à l'aide d'un RLT et de surfaces dures sur une membrure d'antenne en forme de rectangle. La construction de ce modèle est effectuée de la même façon que pour le modèle précédent. Des blocs de diélectriques (*RO4000 series high frequency circuit materials* de la compagnie ROGERS CORPORATION) ont été rajoutés sur les côtés de la membrure de la même façon que dans le paragraphe 2.3.2 pour appliquer le principe de surfaces dures. Une photographie du modèle est présentée à la **Figure 3-14**.

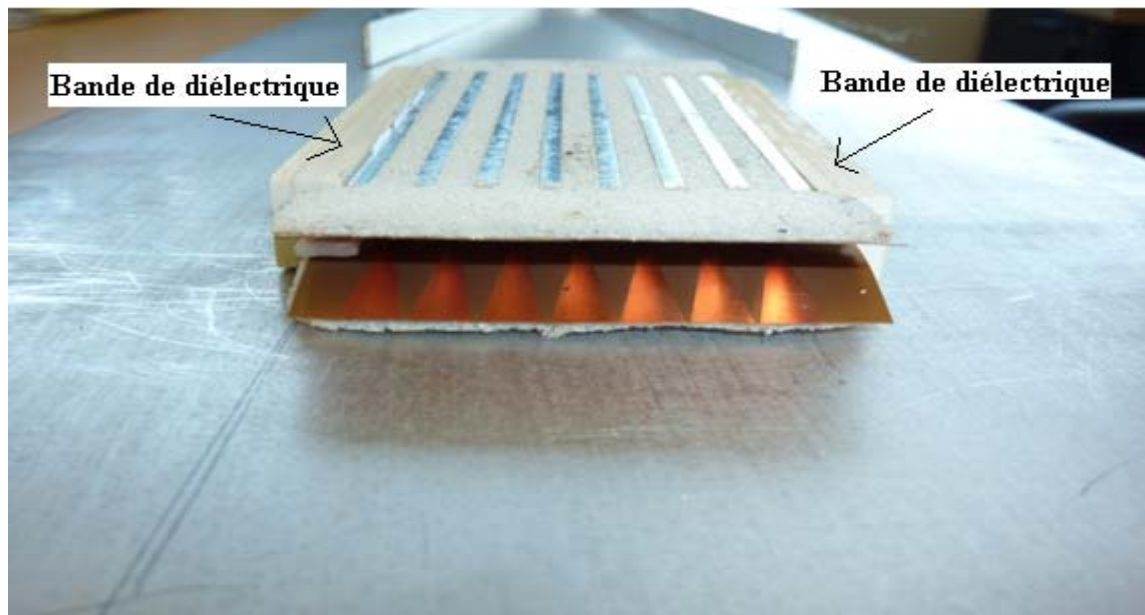
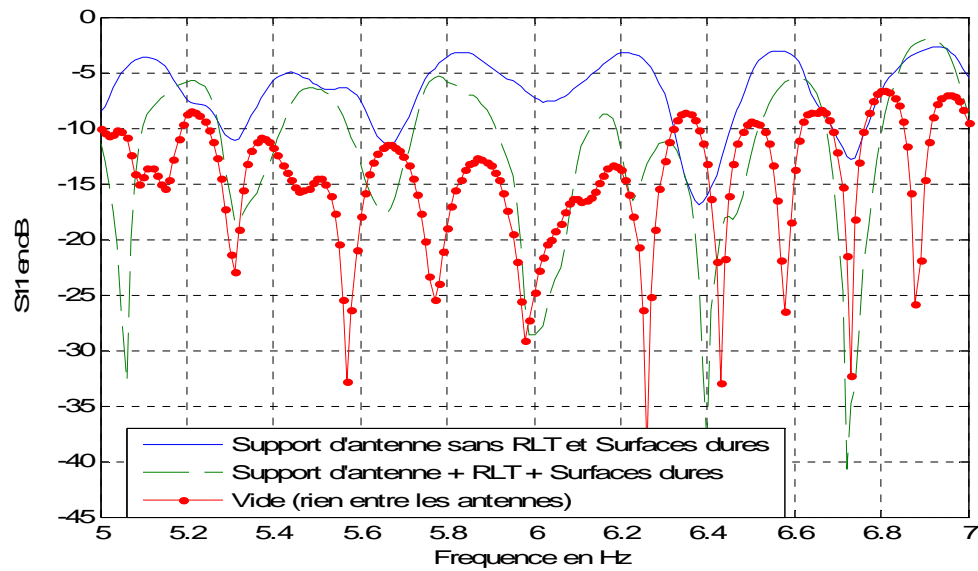
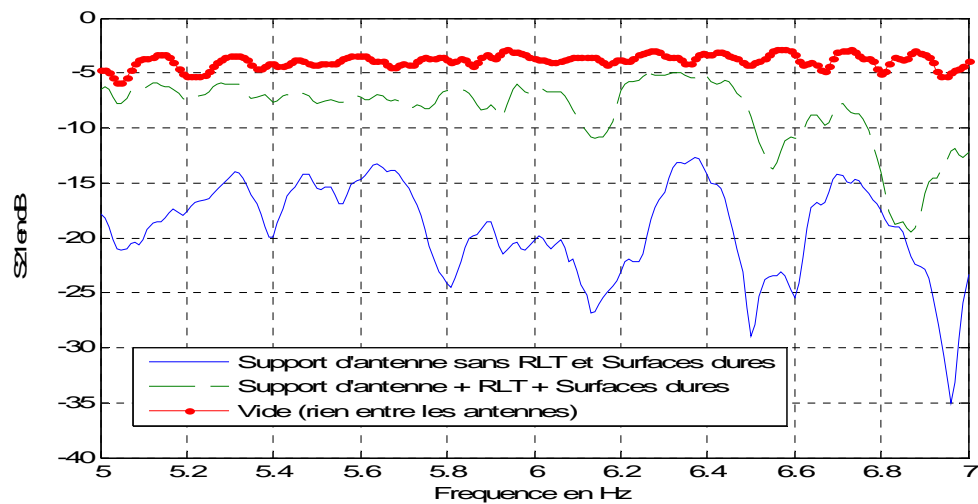


Figure 3-14 Photographie du ME à l'aide d'un RLT et de surfaces dures sur une membrure d'antenne rectangulaire

La procédure de prise de mesure est la même que pour le cas précédent. Nous présentons dans les figures qui suivent les coefficients de réflexion et de transmission de la membrure d'antenne sans RLT et surfaces dures, avec RLT et surfaces dures et avec le vide entre les antennes.



(a)



(b)

Figure 3-15 Résultats d'expérimentation du ME à l'aide de RLT et surfaces dures pour membrure d'antenne sans RLT et surfaces dures, membrure d'antenne + RLT + surfaces dures et vide a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission

À travers ces résultats, on remarque dans l'ensemble que le RLT et les surfaces dures améliorent de beaucoup les résultats sur la membrure d'antenne. On note une différence moyenne de 10dB

entre le cas de membrure avec RLT et surfaces dures et le cas de la membrure sans RLT et surfaces dures pour le coefficient de réflexion et aussi pour le coefficient de transmission.

Aussi, par rapport au cas de la membrure d'antenne avec RLT et sans surfaces dures, on note une légère amélioration. On pouvait peut-être s'attendre à une amélioration majeure du coefficient de transmission entre les fréquences de 5.1GHz et 5.9GHz comme en simulation mais ce n'est pas le cas. L'amélioration existe bel et bien mais elle n'est pas très prononcée comme c'est le cas en simulation. Comme nous l'avons déjà mentionné à la section **3.2.2**, ceci pourrait être dû au système d'alimentation utilisé en laboratoire qui est différent de celui utilisé dans les simulations du chapitre précédent.

3.3.3 ME à l'aide de RLT sur une membrure d'antenne creuse

Dans cette partie, nous allons présenter l'étude en laboratoire du ME avec RLT sur une membrure d'antenne creuse. Le masque en tant que tel (donc le RLT) est le même que celui utilisé pour les cas précédents. Par contre, l'objet à masquer n'est pas un ensemble de barres métalliques que l'on insère entre les lignes de transmission comme dans les autres cas. Ici, l'objet à masquer est un bloc métallique creux à l'intérieur duquel passe le RLT. On peut voir une photo du montage à la figure suivante.

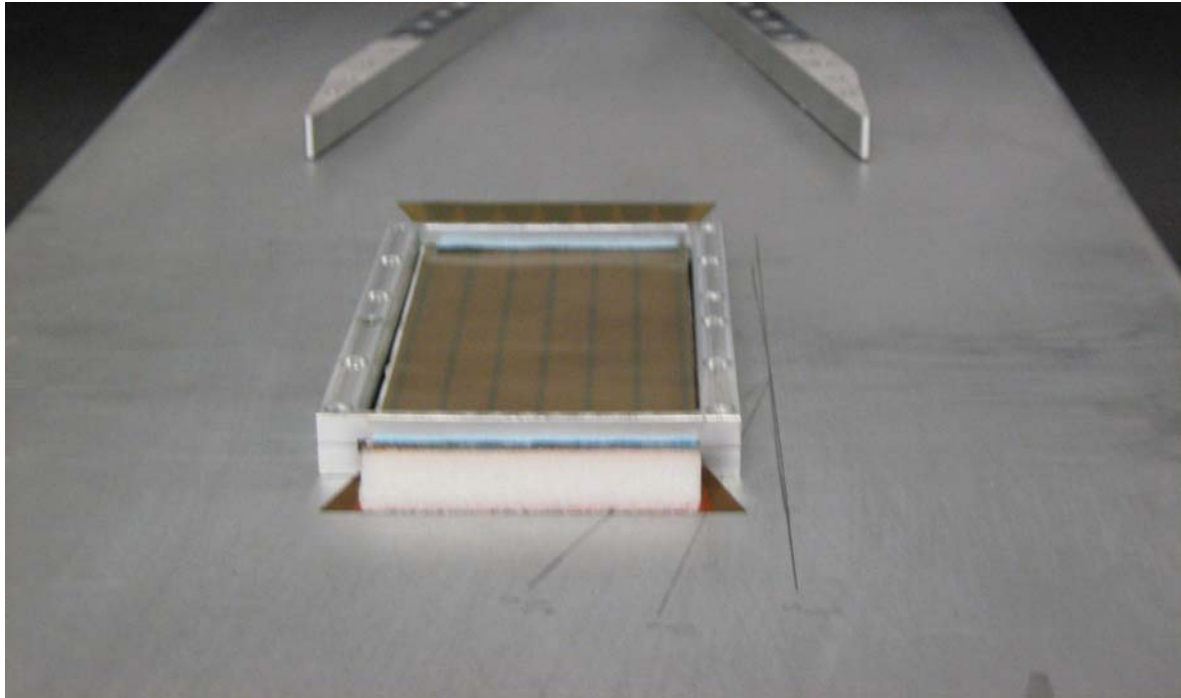
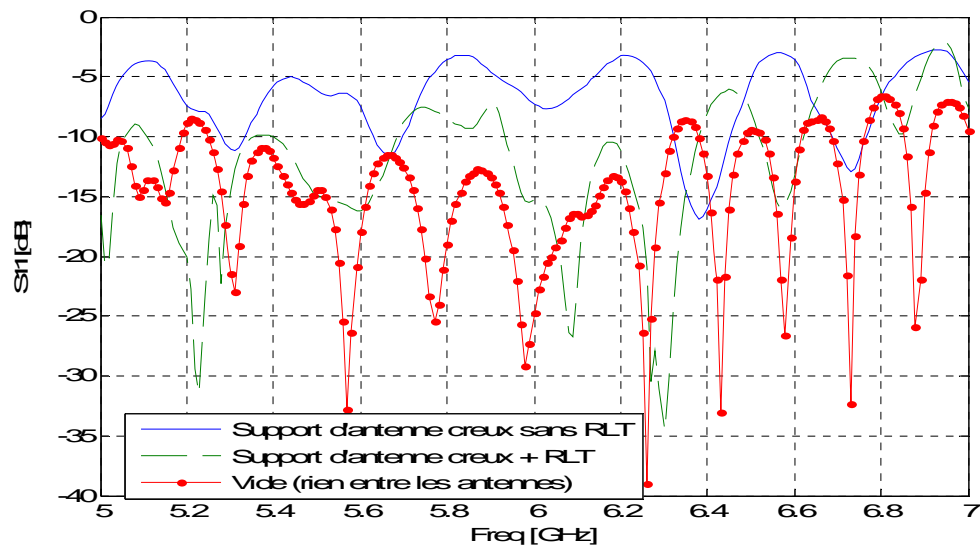
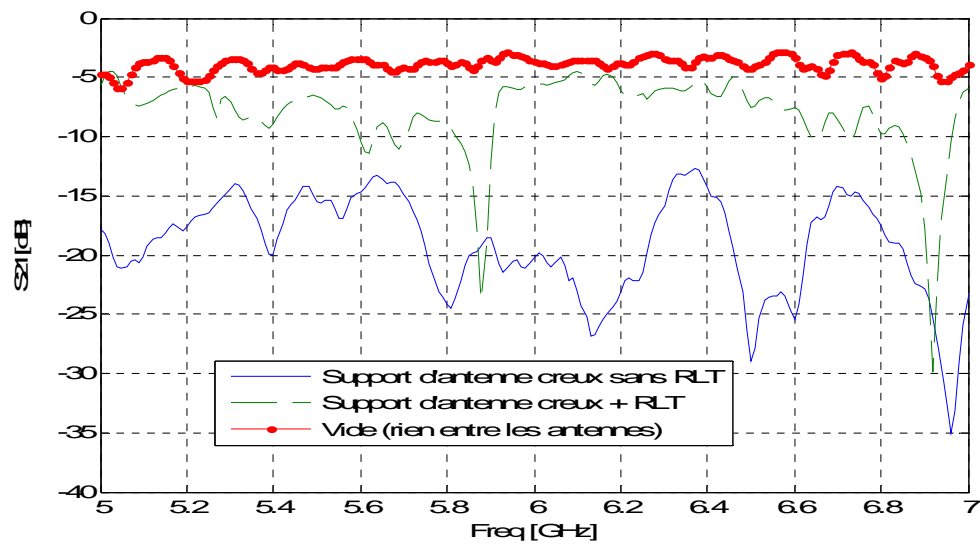


Figure 3-16 Photographie du ME à l'aide d'un RLT sur une membrure d'antenne creuse

Les résultats sont pris de la même façon que pour les autres cas. Aussi, conformément aux cas précédents, nous présentons dans les figures qui suivent les coefficients de réflexion et de transmission de la membrure d'antenne creuse sans RLT, avec RLT et avec le vide entre les antennes.



(a)



(b)

Figure 3-17 Résultats d'expérimentation du ME à l'aide de RLT pour membrure d'antenne creuse sans RLT, membrure d'antenne creuse + RLT et vide a) Coefficients de réflexion b) Coefficients de transmission

Comme ça a été le cas dans tous les résultats présentés dans ce mémoire, on remarque assez bien que le RLT améliore de façon considérable la transmission du signal à travers la membrure. En réflexion, le cas de la membrure creuse avec RLT n'est pas trop semblable à celui du vide entre les antennes. Néanmoins, il est beaucoup mieux que le cas de la membrure creuse sans RLT (environ 8dB de différence en moyenne). Quant à la transmission, on note aussi bien l'amélioration apportée par le RLT avec une différence moyenne de 10dB entre le cas de la membrure creuse sans RLT et le cas de la membrure creuse sans RLT.

On peut aussi remarquer d'après ces résultats un certain phénomène de résonance aux fréquences 5.8GHz et 6.8GHz. Ce qui est conforme avec ce que nous avons observé dans les figures **Figure 2-24** et **Figure 3-10**.

3.4 Sommaire du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons validé par expérimentation les résultats que nous avons déjà présentés dans le chapitre précédent. Des simulations dans le même contexte qu'en laboratoire ont d'abord été faites. Ensuite, nous avons effectué les tests expérimentaux dont les résultats ont été comparés avec ceux des simulations. Bien que les résultats (simulation et expérimentation) aient été un peu différents, on peut tout de même dire qu'il y avait une certaine concordance entre eux.

Le chapitre suivant viendra conclure notre mémoire en expliquant les différentes contributions apportées et en parlant des travaux futurs qu'il y aurait à accomplir.

CHAPITRE 4. CONCLUSION

4.1 Contributions

Tout d'abord, ce présent mémoire apporte des contributions au niveau des solutions pour remédier au problème de blocage de signal causé par les membrures d'antenne. Effectivement, en rendant la membrure invisible aux ondes électromagnétiques, nous présentons ici une nouvelle façon de résoudre le problème. Aussi, ce projet vient appuyer les résultats qui ont déjà été présentés en [15] sur comment masquer un objet des ondes électromagnétiques avec un RLT.

Parti donc des travaux qui ont été effectués en [15], nous avons adapté la technique de ME à l'aide d'un RLT sur une membrure d'antenne. Plusieurs types de membrures ont été à l'étude pour valider convenablement l'effet du RLT. Dans un premier temps, nous avons inséré un RLT sur une membrure de forme parallélépipédique. Les résultats ont été très satisfaisants aussi bien en simulation qu'en expérimentation. Pour fin de comparaison, nous avons répété la même chose sur une membrure en forme de losange car c'est ce type de membrure qui est le plus utilisé de nos jours pour réduire le blocage causé par la membrure. Nous avons donc pu constater qu'en rajoutant le RLT, la transmission du signal était meilleure que lorsqu'il n'y en avait pas. Par contre, les résultats de la membrure parallélépipédique avec RLT sont meilleurs que ceux de la membrure en forme de losange dans les mêmes conditions (c'est-à-dire avec RLT). Par la suite, nous avons étudié l'effet du RLT sur une membrure parallélépipédique mais en rajoutant des surfaces diélectriques sur le côté (principe de surfaces dures). Le résultat est très satisfaisant mais dans une plage de fréquence beaucoup plus étroite que les cas précédents. Pour finir, nous avons inséré le RLT dans une membrure creuse en forme de parallélépipède. Les résultats obtenus confirment très bien que le RLT permet de masquer la membrure des ondes électromagnétiques.

Il faut noter que tous ces résultats ont été validés aussi bien par simulation que par expérimentation à l'exception du cas de la membrure en forme de losange qui a juste été testée par simulation. Tout de même, nous avons pu constater que les résultats expérimentaux étaient

moins bons que ceux obtenus en simulation. Nous avons expliqué cela par les imperfections de construction et par la différence du système d'alimentation.

Jusqu'à présent, il n'existe pas encore dans la littérature actuelle des méthodes de diminution de perte de signal causée par les membrures d'antenne qui fournissent des résultats aussi bons que ceux qui se trouvent dans ce mémoire. En effet, les résultats présentés ici sont non seulement très bons, mais en plus, ils le demeurent dans une plage de fréquence très satisfaisante. Pour diminuer de façon considérable les temps d'analyse, les résultats que nous avons montrés ici vont de 5GHz à 7GHz. Cependant, nous avons pu voir par simulation qu'en général, le fait de rajouter le RLT dans une membrure d'antenne améliore la transmission du signal par rapport au cas où il n'y en a pas quelque soit la fréquence (le test a été effectué entre 1GHz et 10GHz mais il est assez concluant). Il faut aussi noter que contrairement à ce qui a été fait en [15], le RLT utilisé dans ce mémoire pour masquer les différentes membrures d'antenne a été conçu pour un angle d'incidence normal de la source du signal. Jusqu'à plus ou moins 20 degrés d'incidence, les résultats demeurent encore acceptables mais à partir de 40 degrés, le RLT n'est plus efficace. Nous avons également pu constater, à l'aide de tests de simulation, que le ME fonctionnerait même pour une polarisation circulaire.

Finalement, en observant les différents résultats obtenus dans ce mémoire, nous pouvons conclure que nous avons pu démontrer qu'il était possible de réduire de façon considérable la perte de signal causée par les membrures d'antenne en y insérant un RLT. Les objectifs fixés au départ ont été atteints. En nous servant du logiciel HFSS comme outil de simulation, nous avons pu développer un modèle de membrure d'antenne construit avec un RLT en nous inspirant des travaux qui ont été faits en [15]. Le modèle a été optimisé selon notre application pour qu'on puisse avoir le moins de blocage de signal possible (un minimum de réflexion et un maximum de transmission). Enfin, des tests expérimentaux ont permis de valider les résultats obtenus en simulation.

4.2 Travaux futurs

Bien que nous ayons pu montrer que l'insertion d'un RLT dans une membrure d'antenne améliore la transmission du signal à travers celle-ci, il reste tout de même certaines choses à faire pour ce projet. Dans un premier temps, il faudrait insérer le RLT sur une membrure d'antenne réelle pour voir son effet. Dans les modèles utilisés dans ce mémoire, la membrure est représentée par un bloc de métal considéré comme étant infiniment long. C'est assez représentatif d'une membrure réelle mais il serait tout de même plus précis de faire des tests sur une membrure de longueur finie. Certes, les résultats ne devraient pas être trop différents de ceux présentés dans ce mémoire, mais ce serait très intéressant de les observer.

Également, il serait intéressant d'effectuer des tests expérimentaux sur le modèle de membrure d'antenne en forme de losange présenté à la section 2.3.1. Aussi, les tests expérimentaux qui se trouvent dans ce mémoire présentent juste les coefficients de transmission et de réflexion des différents modèles de membrure. En modifiant les conditions d'expérimentation, nous serions en mesure de présenter également les résultats de RCS des modèles de membrure. Des laboratoires dédiés à ce genre d'expérience pourraient nous permettre d'obtenir ces résultats.

Les résultats qui ont été présentés dans ce mémoire sont pour un angle d'incidence normal (parallèle à l'axe de la membrure). Il faudrait pouvoir faire une étude du ME pour une incidence oblique pour être conforme à une membrure normale. Tout de même, ceci posera des difficultés tant au niveau de l'imposition de la périodicité dans le modèle simulé que dans la validation expérimentale basée sur une structure à une seule cellule.

Présentement, le RLT utilisé dans ce mémoire est optimal pour des fréquences allant de 4GHz à 7GHz (conformément à [15]). Pour d'autres types d'application (télécommunication spatiales par exemple) qui fonctionnent dans une autre plage de fréquence, la taille du RLT devra donc être modifiée en conséquence.

Pour finir, les résultats présentés dans ce mémoire peuvent servir de source d'inspiration pour des travaux futurs reliés au masquage d'objet aux ondes électromagnétiques. Effectivement, bien que nous présentions juste ici des résultats sur des membrures d'antenne, on pourrait aller plus loin dans le futur et appliquer cette technique sur n'importe quel objet qui constituerait un blocage de signal.

RÉFÉRENCES

- [1] T. Satoh, E. Shizuo, N. Matsunaka, S. Betsudan, T. Katagi, and T. Ebisui, "Sidelobe level reduction by improvement of strut shape," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 32, pp. 698-705, 1984.
- [2] P. S. Kildal, E. Olsen, and J. A. Aas, "Losses, sidelobes, and cross polarization caused by feed-support struts in reflector antennas: design curves," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 36, pp. 182-190, 1988.
- [3] P. S. Kildal and E. Rajo-Iglesias, "Mushroom surface cloaks for making struts invisible," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE*, 2007, pp. 869-872.
- [4] J. B. Pendry, D. Schurig, and D. R. Smith, "Controlling electromagnetic fields," *Science*, vol. 312, pp. 1780-1782, Jun 2006.
- [5] A. Noor and Z. Hu, "Cloaking of metallic sub-wavelength objects by plasmonic metamaterial shell in quasistatic limit," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol. 3, pp. 40-46, 2009.
- [6] T. Hu, N. I. Landy, K. Fan, A. C. Strikwerda, W. J. Padilla, R. D. Averitt, and Z. Xin, "Flexible terahertz metamaterials: towards a terahertz metamaterial invisible cloak," in *Electron Devices Meeting, 2008. IEDM 2008. IEEE International*, 2008, pp. 1-4.
- [7] Y. Bo, W. Rui, and W. Gaofeng, "Refractive index in a metamaterial cloak," in *Antennas, Propagation and EM Theory, 2008. ISAPE 2008. 8th International Symposium on*, 2008, pp. 1413-1415.
- [8] H. Yang, "FDTD Modeling of electromagnetic cloaks," in *Metamaterials, 2008 International Workshop on*, 2008, pp. 12-13.
- [9] M. Zhong Lei and C. Tie Jun, "Design of transparent cloaks with optical transformation," in *Metamaterials, 2008 International Workshop on*, 2008, pp. 137-139.
- [10] L. Yu, Z. Jingjing, and C. Hongsheng, "Analysis on a perfect cylindrical cloak realizable with two dimensional metamaterials," in *Metamaterials, 2008 International Workshop on*, 2008, pp. 129-132.

- [11] K. Yao, C. Li, and F. Li, "Design of electromagnetic cloaks for generalized superellipse using coordinate transformations," in *Metamaterials, 2008 International Workshop on*, 2008, pp. 122-125.
- [12] J. Ding, Y. Liu, and C. Guo, "Different Shapes of Invisibility Cloaks," in *Microwave Conference, 2008 China-Japan Joint*, 2008, pp. 314-317.
- [13] W. Qun, Z. Kuang, M. Fan-yi, and L. Le-Wei, "Arbitrary N-sided regular polygonal invisible cloak," in *Metamaterials, 2008 International Workshop on*, 2008, pp. 60-63.
- [14] Zhongyang Sheng; Varadan, V.V., "Effect of Substrate Dielectric Properties and Tunable Metamaterials," *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, vol., no., pp.4497-4500, 9-14 July 2006
- [15] P. Alitalo, O. Luukkonen, L. Jylha, J. Venermo, and S. A. Tretyakov, "Transmission-Line Networks Cloaking Objects From Electromagnetic Fields," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 416-424, 2008.
- [16] Yan Liu; Xiao Wei; HuanQing Wang; ZhuZhen Li; HongCheng Yin; PeiKang Huang, "Backscattering of metamaterial electromagnetic cloak," *Metamaterials, 2008 International Workshop on*, vol., no., pp.335-337, 9-12 Nov. 2008
- [17] S. A. Cummer, B. I. Popa, D. Schurig, D. R. Smith, J. B. Pendry, "Fullwave simulations of electromagnetic cloaking structures," *Phys. Rev. E*, vol. 74, pp. 036621: 1-5, September 2006.
- [18] Kildal, P.-S., "Bandgaps and cloaks with soft and hard surfaces," *Applied Electromagnetics and Communications, 2007. ICECom 2007. 19th International Conference on*, vol., no., pp.1-4, 24-26 Sept. 2007
- [19] Kildal, Per-Simon, "Artificially soft and hard surfaces in electromagnetics and their application to antenna design," *European Microwave Conference, 1993. 23rd*, vol., no., pp.30-33, Oct. 1993
- [20] Aas, J.A., "Plane-wave reflection properties of two artificially hard surfaces," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.39, no.5, pp.651-656, May 1991.
- [21] Alitalo, P.; Luukkonen, O.; Bongard, F.; Zurcher, J.-F.; Mosig, J.R.; Tretyakov, S.A., "Broadband cloaking of selected objects in the microwave regime with a volumetric cloak comprising layered networks of transmission lines," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE*, vol., no., pp.1-4, 1-5 June 2009.

- [22] Alitalo, Pekka; Bongard, Frederic; Zurcher, Jean-Francois; Mosig, Juan; Tretyakov, Sergei, "Experimental verification of broadband cloaking using a volumetric cloak composed of periodically stacked cylindrical transmission-line networks," *Applied Physics Letters* , vol.94, no.1, pp.014103-014103-3, Jan 2009.
- [23] Alitalo, P.; Tretyakov, S., "Cylindrical Transmission-Line Cloak for Microwave Frequencies," *Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2008. iWAT 2008. International Workshop on* , vol., no., pp.147-150, 4-6 March 2008.
- [24] Warren L., Stutzman, Gary A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed., New-York ; Toronto : John Wiley & Sons, c1998.
- [25] Fernandez, J.M.; Rajo-Iglesias, E.; Kildal, P.-S.; Jacobsson, P.; Rylander, T.; Sierra-Castaner, M., "Comparison of blockage widths of ideally hard cylinders of different cross-sectional shapes," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* , vol., no., pp.1-4, 5-11 July 2008
- [26] H. Mercier et J.-J. Laurin, « A free-Space Reflectometer for Surface Impedance Measurement of Materials in the Ku Band, » *Proc.. 1995 Electromag. Compat. Symp*, pp. 62-67, Dallas TX, août. 1995.
- [27] P. Alitalo, S. Maslovski, and S. Tretyakov, "Three-dimensional isotropic perfect lens based on LC-loaded transmission lines," *J. Appl. Phys.*, vol. 99, p. 064912, 2006.
- [28] Engheta, N.; Alu, A.; Silveirinha, M., "Metamaterials for transparency and total scattering reduction," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE*, vol., no., pp.4985-4986, 9-15 June 2007
- [29] M.G. Silveirinha, A. Alù, and N. Engheta, "Parallel plate metamaterials for cloaking structures," *Phys. Rev. E*, Vol. 75, 036603, 2007
- [30] A. Alù and N. Engheta, "Plasmonic Materials in Transparency and Cloaking Problems: Mechanism, Robustness, and Physical Insights," *Opt. Express* (2007), Vol. 15, 3318.

- [31] M.G. Silveirinha, A. Alù, and N. Engheta, "Infrared and optical invisibility cloak with plasmonic implants based on scattering cancellation," *Phys. Rev. B* (2008), Vol. 78, 075107.

- [32] Bilotti, F.; Vegni, L., "Scattering cancellation approach to cloaking: Open problems, possible solutions, and new applications," *Electromagnetics in Advanced Applications, 2009. ICEAA '09. International Conference on* , vol., no., pp.423-426, 14-18 Sept. 2009